

UNIVERSIDAD AUTÓNOMA DE MADRID  
ESCUELA POLITÉCNICA SUPERIOR



# DISEÑO DE UN ARRAY BIDIMENSIONAL DE PARCHES SOBRE SIW EN BANDA KU CON OPTIMIZACIÓN DE ACOPLOS MUTUOS.

Manuel Iglesias Menéndez de la Vega.  
Tutor: José Luis Masa Campos.

Grado en Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación

**-TRABAJO FIN DE GRADO-**

Junio 2015



# **DISEÑO DE UN ARRAY BIDIMENSIONAL DE PARCHES SOBRE SIW EN BANDA KU CON OPTIMIZACIÓN DE ACOPLOS MUTUOS.**

**Manuel Iglesias Menéndez de la Vega**

**Tutor: José Luis Masa Campos**



**RadioFrecuencia: Circuitos, Antenas y Sistemas**  
**Departamento de Tecnología Electrónica y de las Comunicaciones**  
**Escuela Politécnica Superior**  
**Universidad Autónoma de Madrid**  
**Junio 2015**



# Resumen.

Los objetivos principales del proyecto han sido el desarrollo de una metodología para el cálculo y la precisión de acoplos mutuos para su posterior compensación en los diseños de las antenas arrays y el desarrollo de una metodología de diseño de antenas array por secciones en busca de optimizar los distintos recursos y costes computacionales que su diseño requiere.

Se iniciará con el estudio de los métodos de cálculo de acoplos, siendo el primer paso su diseño para posteriormente implementarlos a dos antenas arrays ejemplo, un array lineal y un array plano, utilizados como antenas ejemplo las diseñadas por Don Guillermo Gálvez Millán y Dr. D. José Luis Masa Campos en el PFC “Diseño de un array de parches de alta ganancia sobre SIW para banda Ku” .

Tras validar los métodos, se desarrollará el diseño por secciones, acompañado de la adaptación de los métodos de cálculo a este nuevo tipo de diseño de antenas array. Para la comprobación de la efectividad de esta adaptación se generarán las distintas secciones a estudio y se implementarán los métodos de cálculo, estudiando, para finalizar, los resultados obtenidos.

## Palabras clave.

Antena, SIW, parche, acoplo, array lineal, array plano, campo eléctrico cercano, flujo de potencia, lóbulos secundarios, fase ,diagrama de radiación.



## **Abstract.**

The principles objectives of the project have been the development of a calculating and the precision methodology of the mutual couplings for their subsequent compensation in the designs of the array antennas, and the development of design methodology for array antennas by sections in search of optimizing the different resources and computing costs that its design requires.

It will start with the study of the calculating methods of couplings, being the first step its design for subsequently implement them to two array antennas samples, one lineal array and a flat array, using as sample antennas the ones designed by Don Guillermo Gálvez Millán and Dr. D. José Luis Masa Campos in the PFC “Diseño de un array de parches de alta ganancia sobre SIW para banda Ku” .

After validating the methods, the design will be developed by sections, following an adaptation of the calculating methods for this new type of array antennas design. To test the effectiveness of this adaptation, different sections of study will be generated and the calculating methods will be implemented, finally studying the results.

## **Keywords.**

Antenna, SIW, patch, coupling, lineal array, flat array, near electric field, power flow, secondary lobes, phase, radiation pattern.





# Agradecimientos.

Nunca pense tan difícil escribir estas líneas, difícil debido a que tengo un gran número de personas a las que agradeceles todo este tiempo y trabajo y no me quiero dejar ninguna en el tintero.

Empezar quizá por mi tutor Jose Luis, sin el este trabajo no hubiese sido posible, gracias por la oportunidad que me has brindado, tu paciencia, confianza y dedicación. También dedicárselo al resto de profesores, a Juan y a Jorge, siempre disponibles para resolver cualquier duda como para desconectar de tanto trabajo hablando de alguna serie o echando la pachanga de los martes. (Lo siento Pablo todavía no puedes entrar en este párrafo).

Seguir agradeciéndoselo a todos mis compañeros del C-107, a los que nos abandonaron a mitad de curso como Martocha, aunque siempre preocupada por ver como me iba, hasta los que están ahí todos los días: Pili y sus canciones, Guly y sus videos, Edu y sus acentos, Paula y sus desayunos, Ana y sus filtros sensibleros, Diego y sus charlas sobre Mou y la Estrella Galicia, mi compañero de ofi Cobos, Pekas y sus vaciles, Pablo y sus “tontás y moñños”, Raquel y sus dibujos, Gus y sus monitores... todos y cada uno de vosotros haceis de este pequeño recobeco C-107 un increíble lugar de trabajo.

Hacer especial mención a Paula, Erik, Cule y Pali, los mejores compañeros para este viaje que se podría tener.

También agradecer a otros personajes dignos de mención, ya sean mis “pequeñines” de la AET, antiguos y nuevos, infiltrados del VPU como Pencho capaz de animar cualquier día el solo tirando del carro o Howell, que nunca le ha importado tener un horario infernal para que este día pudiese llegar.

No quiero olvidarme de esa gente, que a pesar de ser de fuera de la EPS, son igual de vitales que todos los citados. Siempre ahí, siempre atentos, capaces de sacar tiempo de cualquier lado para tomar una cerveza y hablar sobre la vida, siempre con ese toque de humor tan característico y necesario. Habéis sido un pilar fundamental a lo largo y tendido (que no ha sido poco) tiempo que ha durado esta carrera. Hugo y Mike estas líneas son por vosotros. Simplemente gracias.

No olvidar a mi trio Tolstoy: Luis , Henar y Raquel que no se diga que en una biblioteca no se pueden pasar momentos geniales.

Por concluir faltan ellos, sin animo de ofender, seguramente los más importantes. Darles las gracias a mis padres y a mi hermana, por simplemente todo.

¡Ah! y me olvidaba de ti, lector, que le dedicas tu tiempo a leer estas líneas que espero que te sean utiles e interesantes. Muchas Gracias.

Manuel Iglesias.



# Índice general

<b>Resumen</b>	<b>v</b>
<b>Abstract</b>	<b>vii</b>
<b>Agradecimientos</b>	<b>ix</b>
<b>1. Introducción.</b>	<b>1</b>
1.1. Motivación. . . . .	1
1.2. Objetivos. . . . .	1
1.3. Estructura de la memoria. . . . .	2
<b>2. Estado del arte.</b>	<b>3</b>
2.1. Conceptos básicos de antenas. . . . .	3
2.1.1. Tipos de Antenas. . . . .	3
2.1.2. Caracterización de antenas. . . . .	4
2.1.3. Elemento unitario - Antena de Parche. . . . .	10
2.1.4. Teoría de Arrays. . . . .	12
2.1.5. Tecnología: Guía de onda y SIW. . . . .	13
<b>3. Diseño de métodos de cálculo.</b>	<b>17</b>
3.1. Antena completa 1D. . . . .	17
3.2. Antena completa 2D. . . . .	18
3.3. Métodos de cálculo. . . . .	19
3.3.1. MA-CEC . . . . .	19
3.3.2. MA-FP2P. . . . .	22
3.3.3. MA-VSIW. . . . .	25
3.3.4. MA-FPCC. . . . .	27
<b>4. Implementación de los métodos.</b>	<b>29</b>
4.1. Caracterización de la Antena 1D. . . . .	29
4.1.1. Adaptación. . . . .	29
4.1.2. Diagrama de radiación. . . . .	30
4.1.3. Resultados de los Métodos. . . . .	30
4.2. Caracterización de la Antena 2D. . . . .	35
4.2.1. Adaptación. . . . .	35
4.2.2. Diagrama de radiación. . . . .	35
4.2.3. Resultado de los métodos. . . . .	36
<b>5. Diseño de arrays por secciones.</b>	<b>41</b>
5.1. Fundamentos del diseño por secciones. . . . .	41
5.2. Secciones diseñadas y analizadas de la antena 1D. . . . .	42
5.2.1. Magnitud. . . . .	43
5.2.2. Fase. . . . .	45
5.2.3. Diagrama de radiación. . . . .	46
5.3. Secciones diseñadas y analizadas de la antena 2D. . . . .	48
5.3.1. Magnitud. . . . .	48

5.3.2. Fase. . . . .	49
5.3.3. Diagrama de radiación. . . . .	51
<b>6. Conclusiones y trabajo futuro.</b>	<b>53</b>
6.1. Conclusiones. . . . .	53
6.2. Trabajo futuro. . . . .	54
<b>Bibliografía</b>	<b>56</b>
<b>A. Software.</b>	<b>59</b>
<b>B. Gráficas de apoyo.</b>	<b>61</b>
B.1. Antena 1D. . . . .	61
B.2. Antena 2D. . . . .	68

# Índice de figuras

2.1. Tipo de antena según Frecuencia de trabajo. . . . .	3
2.2. Sistema de Coordenadas Esféricas. . . . .	6
2.3. Representación 2D de Diagramas de radiación. . . . .	7
2.4. Diagrama de radiación en 3D. . . . .	8
2.5. Tipos de polarizaciones. . . . .	8
2.6. Tipos de alimentación. . . . .	11
2.7. Esquema de Array lineal de N elementos equiespaciados. . . . .	12
2.8. Array plano distribuido en el plano XY. . . . .	13
2.9. Carta de modos genérica. . . . .	14
2.10. Equivalencia entre guía de onda y SIW. . . . .	15
3.1. Antena construida 1D. . . . .	17
3.2. Double Stacked Patch. . . . .	18
3.3. Diseño de Antena 2D. . . . .	19
3.4. Monitor de campo eléctrico sobre la antena. . . . .	21
3.5. Áreas de interés por elemento en interior de la SIW. . . . .	23
3.6. Modelo de análisis con puertos entre elementos. . . . .	23
3.7. Esquema de MA-VSIW. . . . .	26
3.8. Áreas de integración del Método MA-FPCC. . . . .	27
4.1. Adaptación de la antena 1D. . . . .	29
4.2. Diagrama de Radiación Plano E Componente Copolar. . . . .	30
4.3. Fase centrado en X y en Z=4,5 mm frente a desplazada a las coordenadas X=4.85 mm y en Z=10 mm. . . . .	32
4.4. Desfase entre elementos Array completo 1D . . . . .	33
4.5. Diagrama de radiación de la antena 1D frente a la simulación. . . . .	34
4.6. Adaptación antena 2D. . . . .	35
4.7. Diagrama de radiación simulado de la antena 2D. . . . .	36
4.8. Magnitud de acoplo por array lineal frente a teórica. . . . .	36
4.9. Desfase entre elementos en Y . . . . .	37
4.10. Desfase entre elementos en X. . . . .	38
4.11. Diagrama de radiación Plano E Copolar de ambos Modelos. . . . .	39
5.1. Tipo de secciones 1D y 2D. . . . .	41
5.2. Modelo de sección. . . . .	42
5.3. Magnitudes por diseño de secciones frente a la Antena Completa y valores teóricos. . . . .	44
5.4. Desfase entre elementos en secciones. . . . .	45
5.5. Diagrama de radiación de los diseños por secciones. . . . .	47
5.6. Magnitud de acoplo por secciones en la antena 2D. . . . .	49
5.7. Desfases en dirección Y en el diseño 3x3. . . . .	50
5.8. Desfases en dirección X en el diseño 3x3. . . . .	50
5.9. Diagrama de radiación de los diseños 3x3. . . . .	51
A.1. Interfaz CST 2014. . . . .	59
A.2. Interfaz de Matlab. . . . .	60

B.1. Magnitud de todos los métodos. . . . .	61
B.2. Errores absolutos por elemento de la antena lineal. . . . .	62
B.3. Errores en Fase. . . . .	65
B.4. Diagrama de Radiación obtenida frente a Medida. . . . .	66
B.5. Zoom del diagrama de radiación de los distintos métodos. . . . .	67
B.6. Errores cometidos por los métodos respecto a los valores teóricos buscados. . . . .	72
B.7. Errores de los desfases en Y . . . . .	73
B.8. Diagrama de radiación con las secciones de 3x3. Magnitud 8x16 y fase 3x3. . . . .	73

# Índice de tablas

2.1. Nombres y frecuencias de las bandas de trabajo de microondas. . . . .	3
2.2. Definición de Parámetros S. . . . .	5
4.1. Tabla de Magnitudes y errores frente a los valores teóricos. . . . .	31
6.1. Resultado de los Métodos. . . . .	53
B.1. Magnitudes de las secciones realizadas. . . . .	63
B.2. Errores absolutos de las secciones. . . . .	64
B.3. Magnitudes de la antena completa en 2D. . . . .	68
B.4. Magnitudes de las secciones 3x3 en 2D. . . . .	69
B.5. Comparativa de errores absolutos de 8x16 frente a los valores teóricos. . . . .	70
B.6. Comparativa de errores absolutos en secciones. . . . .	71





# Capítulo 1

## Introducción.

### 1.1. Motivación.

En la actualidad la tecnología de circuitería impresa tiene cada vez mayor importancia debido a las ventajas que ofrecen como su bajo coste, fácil integración al medio o los tamaños de las fabricaciones.

A veces, los requisitos de la antena para un radioenlace, como ganancia o diagrama de radiación, no son realizables con un solo elemento, recurriendo así para su cumplimiento a los arrays de antenas, basadas en la agrupación de varios elementos unitarios combinando así sus cualidades.

Al igual que agrupar elementos radiantes aporta una mejora de las características importante, se ha de tener en cuenta a la hora de los diseños de estas antenas el efecto que tienen los elementos radiantes entre si, ya que afectan a su funcionamiento ideal.

Por ello se va a realizar en el grupo RFCas de la Escuela Politécnica Superior de la Universidad Autónoma de Madrid el estudio de estos efectos entre elementos denominados acoplos mutuos.

A su vez, debido a la necesidad de optimizar el tiempo que pasa un diseñador al simular estructuras complejas para ajustes finos, se realizará un estudio de los posibles métodos para optimizar este tiempo sin perjudicar a la precisión de los datos.

### 1.2. Objetivos.

Los objetivos principales del proyecto se basan en establecer una serie de metodologías, tanto para precisar el acoplo mutuo entre elementos como para la optimización del tiempo a la hora de realizar un ajuste fino en un diseño complejo. Para cumplir los distintos objetivos el trabajo a desarrollar se dividirá en una serie de pasos.

- Diseño de métodos de cálculo para precisar el acoplo mutuo entre elementos.
- Implementación de los métodos en un array lineal y un array plano.
- Diseño de la metodología para el estudio de antenas por secciones.
- Adaptación de los métodos anteriores a la metodología por secciones.
- Implementación de los métodos de cálculos adaptados.

### 1.3. Estructura de la memoria.

La memoria del proyecto se divide en los siguientes capítulos:

- Capítulo 1. Introducción: introducción, motivación y objetivos del proyecto.
- Capítulo 2. Estado del arte: Conceptos básicos de antenas, caracterización y tecnologías.
- Capítulo 3. Diseño de métodos de cálculo: Presentación de los métodos de cálculo y aproximación desarrollados.
- Capítulo 4. Implementación de los métodos: Aplicación de los métodos desarrollados en antenas de 1 y 2 dimensiones.
- Capítulo 5. Diseño de arrays por secciones: Desarrollo del estudio de arrays por secciones y aplicación de los métodos de cálculo a este tipo de estudio.
- Capítulo 6. Conclusiones y trabajo futuro.
- Referencias y anexos.

# Capítulo 2

## Estado del arte.

### 2.1. Conceptos básicos de antenas.

Según *IEEE Standard Definitions of Terms for Antennas* (IEEE Std 145-1983) una antena es “aquella parte de un sistema transmisor o receptor diseñada específicamente para radiar o recibir ondas electromagnéticas”, es decir, un dispositivo metálico capaz de recibir y enviar ondas electromagnéticas, siendo a su vez elemento adaptador tanto en recepción como en transmisión de la salida o entrada al medio por el que esta destinado propagarse este campo. Estas ondas electromagnéticas oscilarán por la antena a unas frecuencias determinadas, dando lugar a una Banda de Trabajo, que en microondas, oscilará de 300 MHz a 300 GHz. Esta gran banda de trabajo se subdivide a su vez en otras bandas que se muestran a continuación.

Banda	Frecuencias	Longitud de onda
L	1 - 2 GHz	30 - 15 cm
S	2 - 4 GHz	15 - 7,5 cm
C	4 - 8 GHz	7,5 - 3,75 cm
X	8 - 12,4 GHz	3,75 - 2,42 cm
Ku	12,4 - 18 GHz	2,42 - 1,66 cm
K	18 - 26,5 GHz	1,66 - 1,11 cm
Ka	26,5 - 40 GHz	11,1 - 7,5 mm
mm	40 - 300 GHz	7,5 - 1 mm

Tabla 2.1: Nombres y frecuencias de las bandas de trabajo de microondas.

#### 2.1.1. Tipos de Antenas.

Dependiendo de la banda de frecuencias en la que se desee trabajar se utilizarán distintos tipos de antenas, como se muestra en la figura 2.1 :

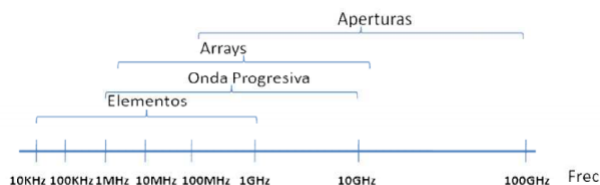


Figura 2.1: Tipo de antena según Frecuencia de trabajo.

**Elemento:** Son antenas individuales del tipo lineales o impresas. Las antenas

lineales serán aquellas formadas por hilos conductores eléctricamente delgados por los que la onda viaja longitudinalmente, como podrían ser los dipolos. Las antenas impresas son aquellas realizadas sobre un sustrato con un rango de anchura entre  $[0.005 \lambda - 0.2 \lambda]$ , siendo  $\lambda$  la longitud de onda. Un claro ejemplo de antena impresa podría ser una antena parche en tecnología microstrip.

**Onda Progresiva:** Son antenas normalmente formadas por hilos conductores de distintas longitudes de onda que acaban en una carga adaptada o una guía eléctrica para evitar los efectos de las posibles reflexiones.

**Array:** Antenas compuestas por una agrupación de elementos radiantes que permite obtener ciertas mejoras sobre antenas formadas por un sólo elemento, como por ejemplo, mejor ganancia y control sobre el diagrama de radiación. Este conjunto de elementos radiantes está unido mediante una red de alimentación que distribuye la potencia a los elementos haciendo que funcione como una única antena.

**Aperturas:** Se caracterizan por radiar la onda electromagnética a través de una apertura o hendidura física en la antena. Están caracterizadas por tener una alta ganancia y un buen ancho de banda. Ejemplos como bocinas o reflectores se pueden incluir en este tipo de antenas.

### 2.1.2. Caracterización de antenas.

Debido a que la antena es un elemento más de un sistema más complejo, se debe caracterizar a la antena para su correcta implementación a dicho sistema cumpliendo con el estandar *IEEE 145-1973*.

#### 2.1.2.1. Parámetros S, Coeficiente de reflexión y Coeficiente de adaptación.

Coeficiente de reflexión es aquel que indica qué parte de una onda electromagnética es reflejada cuando intenta incidir en un medio distinto al que se está propagando. En el caso de las líneas de transmisión, se puede definir mediante los valores de su impedancia de entrada  $Z_a$  y su impedancia característica  $Z_0$  mediante la ecuación 2.1:

$$\rho_a = \frac{Z_a - Z_0}{Z_a + Z_0} \quad (2.1)$$

No se debe confundir con el coeficiente de adaptación, que aporta información de la capacidad de aprovechamiento de la potencia entregada por el generador (ecuación

2.2) donde  $Z_g$  hace referencia a la impedancia del generador con el coeficiente de reflexión definido en el párrafo anterior.

$$\tau_a = \frac{Z_a - Z_g^*}{Z_a + Z_g} \quad (2.2)$$

Si  $\tau_a = 0$  la información que se obtiene es que el aprovechamiento de la potencia del generador es absoluto. Puede haber una adaptación ideal y que esto no implique la ausencia de onda reflejada, es decir, la reflexión nula no supone adaptación de impedancias. Este concepto se puede entender con más facilidad a través de las definiciones de onda de potencia.

$$a_k = \frac{v_k + i_k Z_{0k}}{\sqrt{8Z_{0k}}} \quad b_k = \frac{v_k - i_k Z_{0k}}{\sqrt{8Z_{0k}}} \quad (2.3)$$

Siendo  $a_k$  la onda de potencia incidente,  $b_k$  la onda de potencia reflejada,  $v_k$  la tensión,  $i_k$  la corriente, y  $Z_{0k}$  la impedancia característica en la puerta  $k$ , de tal manera que  $a_k$  y  $b_k$  se pueden relacionar de manera matricial mediante la ecuación 2.4.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1n} \\ S_{21} & S_{22} & \dots & S_{2n} \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{n1} & S_{n2} & \dots & S_{nn} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_k \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Se puede deducir de la ecuación 2.4 la definiciones de estos nuevos parámetros  $S$ , situadas en la tabla 2.2.

Parámetro	Coeficiente	Descripción	Ecuación
$S_{ii}$	Reflexión a la entrada en la puerta $i$	Mide la relación entre las ondas de potencia reflejada en el puerto $i$ cuando una onda incide en el puerto $i$	$S_{ii} = (b_i / a_i)_{a_k=0}$ Para todo $k \neq i$
$S_{ji}$	Transmisión o ganancia directa de la puerta $i$ a la puerta $j$	Mide la relación entre las ondas de potencia que llega al puerto $j$ cuando la red se alimenta por el puerto $i$	$S_{ji} = (b_j / a_i)_{a_k=0}$ Para todo $k \neq i$

Tabla 2.2: Definición de Parámetros  $S$ .

Para que las ondas incidentes  $a_k = 0$ , cuando  $k \neq i$ , sean nulas, sólo se debe cargar cada puerta con la impedancia de referencia  $Z_{0k}$ .

Este nuevo parámetro  $S$  está fuertemente vinculado a las pérdidas de potencia por retorno y pérdidas de potencia por inserción:

$$\text{Pérdidas de retorno [dB]} = -20 \log_{10}(S_{ii}) \quad (2.5)$$

$$\text{Pérdidas de inserción [dB]} = -20 \log_{10}(S_{ji}) \quad (2.6)$$

### 2.1.2.2. Diagrama de Radiación.

Se denomina Diagrama de radiación a la representación gráfica de los distintos parámetros o propiedades de la radiación de una antena. Estas propiedades son representadas normalmente en un sistema de coordenadas esféricas, utilizando las coordenadas angulares  $\theta$  (colatitud o elevación) ,  $\phi$  (azimut) y  $r$  (radio).

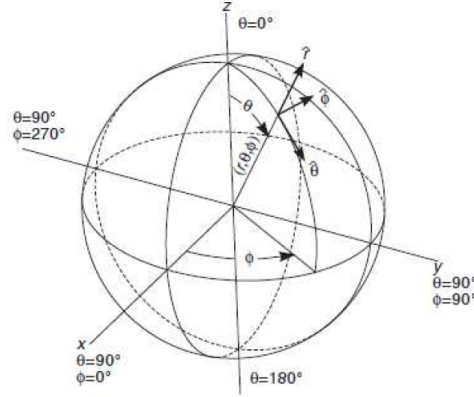


Figura 2.2: Sistema de Coordenadas Esféricas.

Esta distancia o radio  $r$  puede ser considerado, dependiendo su cercanía a la antena, campo cercano (llamado así al campo electromagnético en las proximidades de la antena) o campo lejano, campo electromagnético hallado a una distancia considerable de la antena. Estas distancias están definidas por la ecuación 2.7 donde  $D$  es la dimensión más grande de la antena, y  $\lambda$  la longitud de onda de la frecuencia de trabajo en la que se diseña y funciona nuestro sistema. Se puede observar en la ecuación 2.7 una franja entre el final del espacio considerado campo cercano y el inicio del considerado campo lejano, conocida como región Fresnel donde el campo cercano no se domina y el campo lejano empieza a emerger.

$$0,62 \sqrt{\frac{D^3}{\lambda}} < R < 2D^2/\lambda \quad (2.7)$$

Este sistema de coordenadas proporciona ciertas ventajas a la hora de poder representar de una manera sencilla la radiación de los campos electromagnéticos, ya sean campo cercano o campo lejano. A pesar de que el diagrama es tridimensional, suele ser representado en formato de dos dimensiones, ya sea en coordenadas polares o cartesianas, realizando cortes para mostrar planos específicos de nuestro interés para poder observar con mayor nitidez sus características. Estos planos más representativos son el plano E, aquel que contiene el vector de campo eléctrico  $\vec{E}$  y la dirección de máxima radiación, y el plano H, ortogonal al plano E y conteniendo también la dirección de máxima radiación.

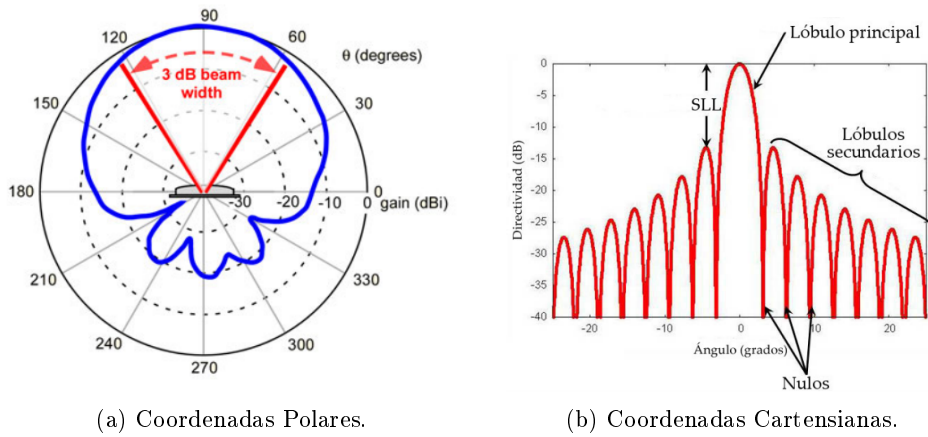


Figura 2.3: Representación 2D de Diagramas de radiación.

Las características del diagrama de radiación que se pueden observar con mayor nitidez en este tipo de planos son:

- **Lóbulo principal:** Margen angular en torno a la dirección de máxima radiación. Define la dirección de máximo apuntamiento de la antena.
- **Lóbulos secundarios:** Son los dos máximos relativos situados alrededor del lóbulo principal.
- **Ancho de haz:** Se puede denominar de dos maneras distintas, la más utilizada, ancho de haz a -3dB ( $\Delta\theta_{-3dB}$ ), es la diferencia angular en el lóbulo principal a la que la potencia cae 3 dB respecto a la máxima potencia radiada. También se puede hacer esta consideración en los nulos del mismo lóbulo ( $\Delta\theta_n$ ). Su valor puede denominar la directividad de la antena: cuanto más bajo sea dicho valor, más directiva es la antena.
- **Side Lobe Level (SLL):** Es la diferencia de potencia entre el máximo del lóbulo principal y el máximo de los lóbulos secundarios o lóbulos laterales.

- **Dirección de máximo apuntamiento:** Parámetro que indica el ángulo en el que se produce la máxima radiación. Es un parámetro fundamental a tener en cuenta a la hora de realizar un radioenlace y obtener el máximo rendimiento en éste.

Dependiendo de la directividad de la antena, (concepto desarrollado en la posterior sección 2.1.2.4), se pueden caracterizar los diagramas de radiación en tres modos distintos.

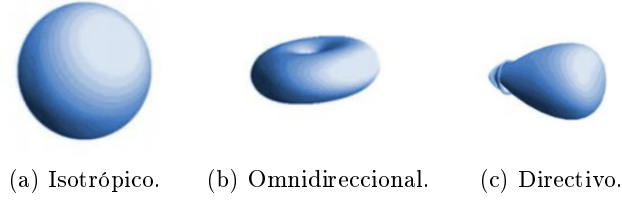


Figura 2.4: Diagrama de radiación en 3D.

- Isotrópicos: La potencia radiada es la misma en todas direcciones.
- Omnidireccionales: Presentan una cobertura de  $360^\circ$  sobre un plano.
- Directivas: El máximo de radiación se concentra en torno a una dirección determinada.

### 2.1.2.3. Polarización.

La polarización del campo radiado por una antena es la figura que traza a lo largo del tiempo en una misma dirección el vector del campo radiado junto con su sentido de giro. Esta forma es definida estando el observador en la antena

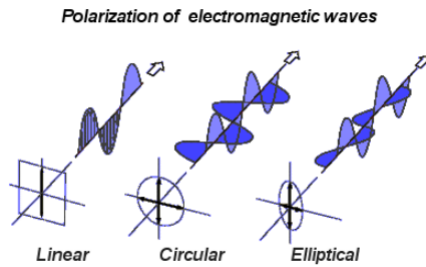


Figura 2.5: Tipos de polarizaciones.

Según la geometría descrita por el vector se pueden definir tres tipos de polarizaciones: lineal, circular y esférica. Siendo  $AR$  la relación axial de la geometría,



dependiendo de su valor se puede definir la polarización, siendo un valor de  $AR = \infty$  una polarización circular y un valor  $AR = 1$  una polarización lineal. Estos dos casos, polarización lineal y circular, son casos exclusivamente teóricos ya que en la práctica, la geometría dibujada en el espacio-tiempo siempre será elíptica, aunque sea ínfimamente. Esto conlleva, como consecuencia, que aunque se diseñe una antena con polarización lineal o circular, siempre encontraremos componente radiada no deseada. Esta componente se denominará contrapolar y a la componente radiada deseada, copolar. El objetivo de todo diseñador siempre será disminuir lo máximo posible la componente contrapolar de su diseño y maximizar la copolar.

Para apreciar adecuadamente estas componentes se ha de prestar principal atención al plano que se esté observando en la representación bidimensional a analizar, ya que la componente cambia según el plano.

Como ejemplo, para ilustrar este concepto de una manera sencilla, se selecciona una dirección de máxima radiación, se puede observar como según el plano que se elija analizar, como podrían ser,  $\phi = 0^\circ$  o  $\phi = 90^\circ$  mostrados en la figura 2.2, la componente deseada, la componente no deseada cambian.

En el caso del plano  $\phi = 0^\circ$ , el vector unitario,  $\hat{\theta}$ , está contenido en la dirección  $x$ , por lo que  $\vec{E}_\theta$  no estaría contenida en la dirección de máxima radiación, siendo la componente contrapolar en este plano y  $\vec{E}_\phi$  la componente copolar, mientras que en el plano  $\phi = 90^\circ$ , el vector unitario  $\hat{\theta}$  si esta contenido en la dirección  $y$ , dirección de máxima radiación, siendo así  $\vec{E}_\theta$  la componente copolar y  $\vec{E}_\phi$  la componente contrapolar.

#### 2.1.2.4. Intensidad de radiación, directividad, ganancia y eficiencia..

La intensidad de radiación,  $U(\theta, \phi)$ , es la capacidad de radiar energía en una dirección por unidad de ángulo sólido, es decir, por el ángulo espacial que abarca un objeto visto desde un punto dado. Su manera de ser calculado se muestra en la ecuación 2.8, donde  $P_{rad}$  es la potencia radiada,  $\partial S$  la unidad de superficie,  $\partial \Lambda$  es la unidad de ángulo sólido,  $\left\| \langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle \right\|$  la densidad de potencia transportada por la onda esférica radiada, denominado módulo del vector de Poynting y  $r$  la distancia o radio.

$$U(\theta, \phi) = \frac{P_{rad}(en\ un\ \partial S)}{\partial \Lambda} = \frac{\left\| \langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle \right\|}{\partial \Lambda} = r^2 \left\| \langle \vec{S}(r, \theta, \phi) \rangle \right\| \quad (2.8)$$

Con la definición dada en la ecuación 2.8 se puede relacionar con la directividad, que fue nombrada en la sección 2.1.2.2. Se puede definir ganancia directiva o directividad como la relación entre la intensidad de radiación  $U(\theta, \phi)$  de la antena estudiada con la intensidad de radiación de una antena isotrópica que radiase la misma potencia,

$U_{iso}(\theta, \phi)$ . Sus unidades en el sistema internacional serán dBi.

$$D(\theta, \phi) = \frac{U(\theta, \phi)}{U_{iso}} = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{rad}} \quad (2.9)$$

La directividad, a su vez, está fuertemente ligada a la ganancia de potencia,  $G(\theta, \phi)$ , que se puede definir como la relación entre la intensidad de potencia radiada,  $U(\theta, \phi)$ , con la intensidad de potencia radiada de una antena isotrópica que aceptase la misma potencia entregada que la antena que se está caracterizando.

$$G(\theta, \phi) = 4\pi \frac{U(\theta, \phi)}{P_{ent}} \quad (2.10)$$

La gran diferencia entre la directividad y la ganancia, es, que en este último, se tiene en cuenta las pérdidas surgidas en los terminales de la antena a la entrada. A partir de esta definición se puede explicar el concepto de eficiencia,  $\xi_{tot}$ , y demostrar la fuerte relación comentada con anterioridad entre la directividad y la ganancia como se puede observar en la ecuación 2.11.

$$P_{rad} = \frac{P_{ent}}{\xi_{tot}} \longrightarrow G(\theta, \phi) = \xi_{tot} D(\theta, \phi) \quad (2.11)$$

### 2.1.3. Elemento unitario - Antena de Parche.

El elemento unitario utilizado en este TFG, parche circular, es una antena basada en la tecnología impresa microstrip, partiendo del estudio de las líneas de transmisión en esta tecnología, en el que se ha podido observar que, cuanto mayor sea la superficie de la línea, más “pérdidas” por radiación se obtienen. Lo llamamos “pérdidas” en este caso debido a que a la hora diseñar líneas de transmisión no es un efecto deseable, sino que el objetivo de la línea es transportar la máxima potencia posible al punto de destino. Partiendo de esta premisa, se crean las antenas microstrip donde se busca el efecto contrario a una línea de transmisión, es decir, maximizar la potencia radiada.

Los parches microstrip pueden tener la forma deseada por el diseñador, siendo las más corrientes la forma rectangular y circular. Como cualidad diferenciadora de los parches circulares frente a otros parches es su impedancia de entrada, más baja que en otras estructuras debido a que la superficie necesaria para resonar a una frecuencia determinada de trabajo es menor. Esto hace a su vez que la ganancia y el ancho de banda que se obtendrán con este tipo de parche sean menores frente a las otras estructuras.

Este elemento debe ser alimentado por potencia para poder radiar. El método de conducir esta potencia al parche puede ser fundamental, ya que puede variar el

comportamiento en radiación del campo electromagnético. Existen 3 maneras fundamentales de alimentación:

- **Alimentación Coaxial:** La potencia es llevada al elemento mediante una vía o el alma de un coaxial que se conecta a la línea microstrip o parche. Este tipo de alimentación puede hacer cambiar la impedancia de entrada, valor importante ya que puede provocar una desadaptación y desacoplo de potencia en el elemento indeseados. Para evitar esta posible desadaptación, se pueden variar los parámetros de la posición en la que hace contacto el alma con el parche y la longitud del alma en el interior del sustrato dieléctrico.
- **Alimentación por Línea de Transmisión:** La manera de transportar los campos al elemento es mediante una línea microstrip que conduce el campo hasta el mismo parche. Esto hace que, como en el caso anterior, varíe la impedancia de entrada, la cual se puede controlar mediante diversos parámetros para mejorar su adaptación, como pueden ser las dimensiones de la línea, cuánto entra el punto de alimentación y las separaciones que quedan entre línea y parche.
- **Alimentación por Acoplo:** Con una estructura formada por otro elemento radiante, sea ranura u otro parche, se alimenta la antena mediante el acoplo del campo radiado por el elemento inicial, para una correcta alimentación debe estar situado de una manera idónea. Una de las grandes ventajas de este método de alimentación es la mejora de propiedades del primer elemento radiante, ya que se puede mejorar tanto el ancho de banda como ganancia de la antena.

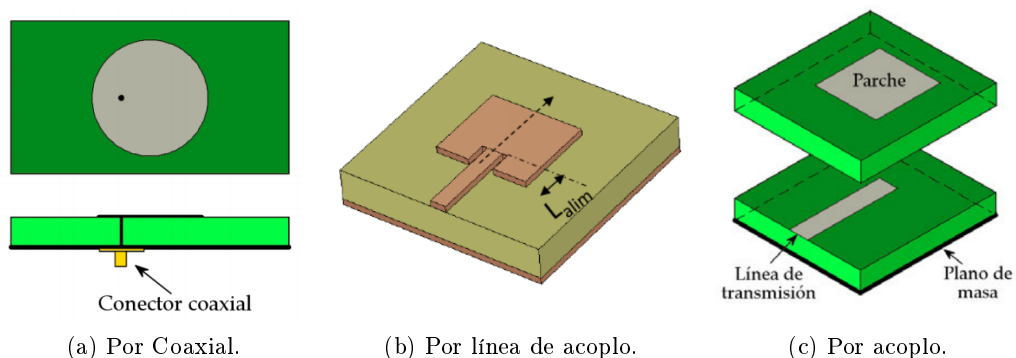


Figura 2.6: Tipos de alimentación.

### 2.1.4. Teoría de Arrays.

Como se definió en la sección 2.1.1, los arrays son agrupaciones de elementos radiantes que se unen formando una antena con mejores prestaciones y propiedades que el elemento radiante utilizado de manera individual, siendo capaces de sustituir a antenas reflectoras de gran superficie imposibles de integrar en algunos sistemas como por ejemplo en circuitería impresa de pequeño tamaño.

Estos arrays se pueden caracterizar según su campo radiado mediante la ecuación 2.12.

$$\vec{E}_A(r, \theta, \phi) = \sum_{n=1}^N \vec{E}_n(r, \theta, \phi) = \vec{E}_0(r, \theta, \phi) \sum_{n=1}^N A_n \cdot e^{jk_0 \hat{r} \cdot \vec{r}_n} \quad (2.12)$$

Donde  $\vec{E}_n(r, \theta, \phi)$  es el campo eléctrico radiado de los  $N$  elementos agrupados,  $A_n$  el coeficiente de alimentación de cada elemento, tal que  $A_n = a_n \cdot e^{jn\alpha_n}$ , y  $\vec{r}_n$  el vector de posición,  $\vec{r}_n = n \cdot d \cdot \cos \theta \cdot \hat{z}$ , siendo  $d$  la distancia entre elementos y  $z$  el eje en el que están posicionados los elementos como en la figura 2.7. Se puede descomponer la ecuación 2.12 en campo eléctrico radiado del elemento unitario  $\vec{E}_0$  y lo que se denomina factor de array.

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{n=0}^{N-1} a_n e^{jn(k_0 d \cos \theta + \alpha)} \quad (2.13)$$

Donde  $\alpha$  es el desfase entre elementos. De esta manera se pueden diseñar arrays según su ley de alimentación. En el caso de este TFG se implementará una ley de alimentación uniforme de fase progresiva, es decir, se alimentan todos los elementos con la misma proporción de potencia ( $a_n = 1$ ) pero con una fase que aumenta según avanza en el array ( $\alpha \neq 0^\circ$ ).

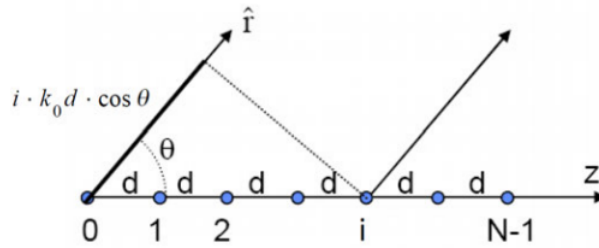


Figura 2.7: Esquema de Array lineal de  $N$  elementos equiespaciados.

Se pueden formar arrays en varias dimensiones, no sólo arrays lineales, (1 dimensión). Aquellos que tienen los elementos radiantes distribuidos en dos dimensiones son denominados arrays planos y en 3 dimensiones se denominan conformados. El factor

de un array plano de dimensiones  $M \times N$  elementos, también realizado en este trabajo, queda definido por:

$$F_A(\theta, \phi) = \sum_{m=0}^{M-1} \sum_{n=0}^{N-1} a_{mn} e^{jm(k_0 d_x \sin(\theta) \cos(\phi) + \alpha_x)} e^{jn(k_0 d_y \sin(\theta) \sin(\phi) + \alpha_y)} \quad (2.14)$$

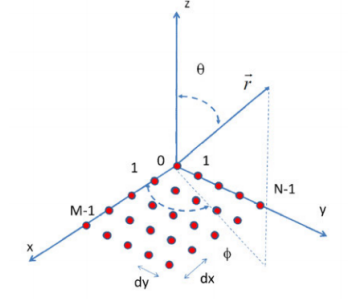


Figura 2.8: Array plano distribuido en el plano XY.

### 2.1.5. Tecnología: Guía de onda y SIW.

SIW, (Substrate Integrated Waveguide), se basa en la tecnología de guía de onda, utilizando substrato integrado como se define en su nombre, con el objetivo de poder reducir los elevados costes de las mecanizaciones de la guía de onda convencional y poder reducir o aumentar la separación entre elementos sin la aparición de los denominados *Grating lobes*. Para entender los fundamentos de la tecnología SIW se debe hacer una pequeña introducción de la guía de onda.

La guía de onda es un medio de transmisión guiado para transportar ondas electromagnéticas. Su estructura está compuesta por un conductor que rodea a un dieléctrico por el que se propaga el campo electromagnético. Los modos en los que se propaga dicho campo en el medio dependen mucho de la estructura. Las dimensiones de la guía utilizada esta fuertemente ligada a la frecuencia de trabajo, y su forma geométrica a los modos que se pueden propagar por ella.

Estos modos de propagación de la onda pueden ser:

- **Modos TE:** Son aquellos que no contienen componente longitudinal eléctrica, es decir, siendo el campo definido por  $\vec{E} = \vec{E}_x + \vec{E}_y + \vec{E}_z$  en una guía de onda donde su altura esta definida en la dirección y y su ancho en la dirección x, El valor de la componente  $\vec{E}_z = 0$  mientras que en el campo magnético  $\vec{H}_z \neq 0$ , siendo z la dirección de propagación de la onda.
- **Modos TM:** Al contrario que en los modos TE, la componente longitudinal

nula en este caso es la de campo magnético, respetando la misma guía definida en el punto anterior  $\vec{H}_z = 0$ , mientras que en campo eléctrico  $\vec{E}_z \neq 0$ , siendo  $z$  la dirección de propagación de la onda.

- **Modos TEM:** Se caracteriza por tener ambas componentes longitudinales nulas, es decir,  $\vec{E}_z = 0$  y  $\vec{H}_z = 0$ , siendo  $z$  la dirección de propagación de la onda. No se pueden dar a lugar en guías de onda.
- **Modos híbridos:** Son modos que tienen ambas componentes longitudinales, al contrario que los modos TEM, no nulas. Modos muy típico de la tecnología de fibra óptica.

Estos modos pueden propagarse de manera individual (monomodo), o varios modos a través de la misma guía de onda, (multimodo). Dependiendo del tamaño de la estructura y el dieléctrico utilizado, se obtendrá una frecuencia de corte y un ancho de banda monomodo.

$$f_{c_{m,n}} = \frac{c_0}{2\sqrt{\varepsilon_r}} \cdot \sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2} \quad (2.15)$$

$$BW_{monomodo} = f_{c,1^{er} modo superior} - f_{c, modo fundamental} \quad (2.16)$$

Donde los parámetros  $m$  y  $n$  son los subíndices de los modos que se pueden generar,  $a$  y  $b$  la anchura y la altura de la estructura respectivamente,  $c_0$  la velocidad de la luz en el vacío, y  $\varepsilon_r$  la permitividad relativa del dieléctrico en el interior del conductor.

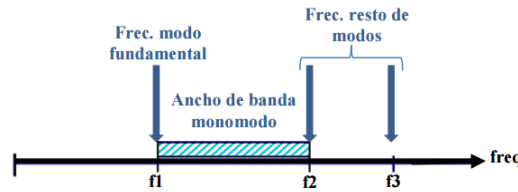


Figura 2.9: Carta de modos genérica.

Este tipo de guías se pueden adaptar con la tecnología SIW comentada al inicio de esta sección. Esta tecnología ha sido muy utilizada en los últimos años ya que combina las mejores propiedades de las guías de onda, como sus bajas pérdidas, y la tecnología microstrip, abaratando los costes de mecanización y mejorando su integración en otros sistemas.

Esta tecnología se basa en generar mediante un array de vías metalizadas una pared eléctrica, simulando así las paredes verticales de la guía rectangular, que junto

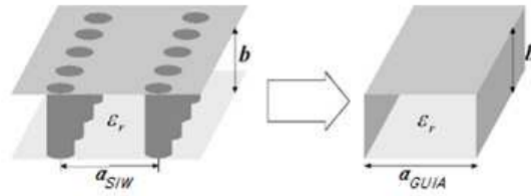


Figura 2.10: Equivalencia entre guía de onda y SIW.

a dos planos metálicos paralelos hacen de conductor. Los parámetros para caracterizar la SIW son:  $a_{siw}$  como la separación existente entre los arrays de vías metalizadas,  $b$  como la distancia entre los dos planos metálicos paralelos,  $p$  como la distancia entre los centros de dos vías adyacentes y  $d$  como el diámetro de la vía metalizada o remache utilizada para la realización de la pared metálica.





## Capítulo 3

### Diseño de métodos de cálculo.

Debido a la necesidad de precisar el funcionamiento de una antena array en su etapa de diseño, es fundamental conocer el efecto de la influencia mutua de las potencias radiadas por los elementos que componen el array. Este efecto no se puede precisar de una manera teórica concreta, por lo que se han realizado y estudiado 4 métodos de aproximación que tienen presente el efecto de los acoplos mutuos en la antena. Los 4 métodos han sido basados y desarrollados en dos conceptos fundamentales: el campo eléctrico radiado cercano y el flujo de potencia.

Estos métodos tienen como objetivo ser capaces de anticiparse a los cambios que puede tener el diagrama de radiación de la antena, o la cantidad de energía o potencia acoplada por los elementos que la forman al modificar algún parámetro de la antena.

Como estos elementos depende de algunas características de las antenas de este trabajo, se realizará a continuación una presentación con los aspectos básicos de ambas antes de la descripción de los métodos.

#### 3.1. Antena completa 1D.

La antena con la que se va a trabajar fue diseñada en el PFC “Diseño de un Array de parches de alta ganancia sobre SIW para banda Ku” realizado por Don Guillermo Gálvez Millán y Dr. D. José Luis Masa Campos [1].

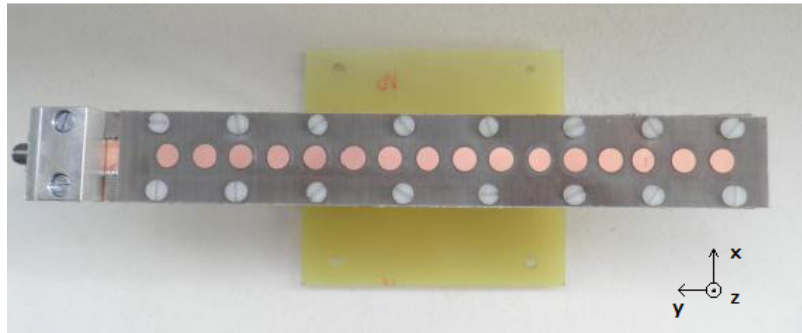


Figura 3.1: Antena construida 1D.

Dentro de la banda de frecuencias Ku, se define una banda de trabajo desde 16,3 GHz a 17,7 GHz, siendo su frecuencia central o de diseño 17 GHz. Esta antena está formada por un array de parches apilados denominado “Double stacked patch” sobre tecnología de SIW con una ley de alimentación uniforme y de fase progresiva.

El array en cuestión será alimentado por una transición horizontal de tecnología coaxial con impedancia de  $50 \Omega$  a la guía de onda diseñada, mientras que cada ele-

mento radiante consigue ser iluminado acoplando la potencia mediante una línea de transmisión auxiliar, llamada línea de acoplo, y una vía que conduce la onda hacia el parche inferior de la estructura ayudándose de otra línea de transmisión como se puede observar en la figura 3.2, siendo el parche superior alimentado con el campo radiado por el parche inferior.

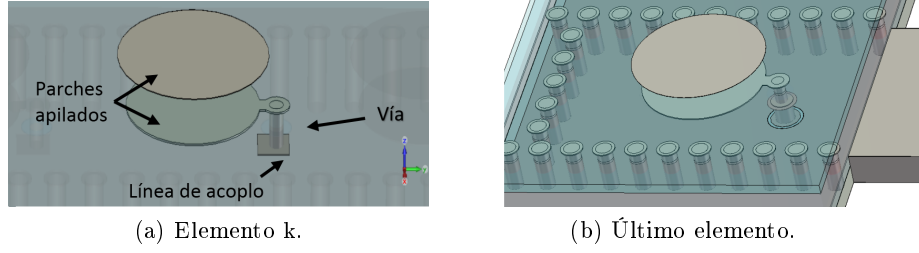


Figura 3.2: Double Stacked Patch.

Las dimensiones de la línea de acoplo de cada elemento serán los parámetros que gestionen la cuantía de potencia que se acopla por elemento; sin embargo, la posición de toda la estructura del elemento será la que determine su fase.

El último elemento del array está diseñado con una estructura diferente a la del resto de los elementos. Su estructura difiere al resto con el motivo de dotarlo con la capacidad de radiar toda la potencia residual que no se haya podido radiar en el resto del array, finalizándolo en forma de cortocircuito introduciendo unas vías metalizadas que realicen la función de pared eléctrica.

### 3.2. Antena completa 2D.

Partiendo de la explicación realizada en la sección anterior, el array plano en un inicio se realizó mediante la replicación de la antena 1D, creando así un array formado por 128 elementos radiantes situados en el plano XY siendo su distribución 8x16 elementos. Debido a la complejidad de la antena, se tuvo que realizar una reducción del mallado (herramienta que indica la precisión de cálculo del CST) debido a que la alta cantidad de celdas de cálculo obtenidas ( $\sim 90$  millones de celdas) era inabarcable para el soporte del equipo.

La alimentación ya no es tan solo una transición horizontal de SMA a guía de onda, como en la antena lineal, si no que conlleva la realización de una red de alimentación 1x8 mediante estructuras Y, codos y T añadidas en tecnología SIW que distribuya la potencia de la transición a la antena.

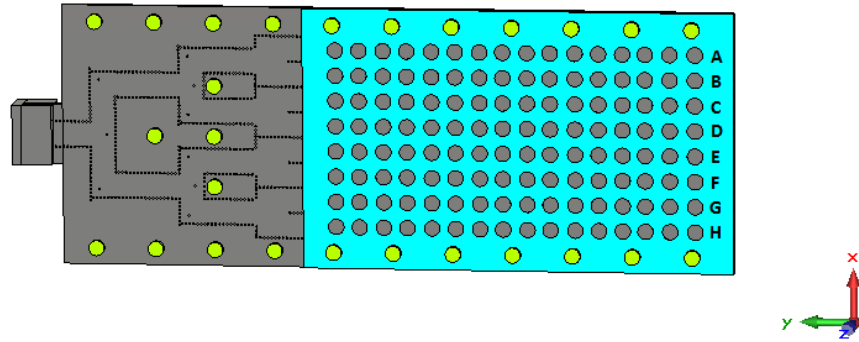


Figura 3.3: Diseño de Antena 2D.

Al igual que se ha realizado con la antena 1D se dispone a mostrar las características más importantes obtenidas. Remarcar que como terminología se utilizará el orden alfabético para referirse a los arrays lineales de manera independiente, empezando por el array situado con un valor en  $x$  mayor.

### 3.3. Métodos de cálculo.

Los métodos desarrollados serán los siguientes, ordenados según el orden de aparición en el documento.

1. Método de ajuste de acoplo mediante campo eléctrico cercano. (MA-CEC).
2. Método de ajuste de acoplo mediante control del flujo de potencia en el interior de la SIW con emulación de dos puertos. (MA-FP2P)
3. Método ajuste de acoplo mediante control de flujo de potencia en el vaciado en la SIW. (MA-VSIW)
4. Método ajuste de acoplo mediante control de flujo de potencia en el campo cercano. (MA-FPCC)

Estos métodos serán adaptados a su vez al análisis por secciones, que se desarrollará en el capítulo 5. A partir de este punto se harán referencia a los distintos métodos con las siglas mostradas.

#### 3.3.1. MA-CEC

El primer método está relacionado con el método conocido como “Radiated Electric Near-Field Compensation Model” [2], que consiste en utilizar los campos

eléctricos radiados a una distancia muy próxima a la antena para así asegurarse de que la radiación emitida por cada uno de los parches es la deseada. Para poder explicar y ayudar al entendimiento del cálculo de este método se pasa a definir ciertos parámetros utilizados en su elaboración.

- **Potencia de Entrada:** Potencia incidente al inicio de la SIW, esta potencia se normalizará a 1 para poder relacionar términos que se explicarán con posterioridad.
- **Potencia Radiada Total por Sección:** Será la potencia total emitida por todos los elementos de una sección o simulación.

$$P_{rad,m} = 1 - |S_{11,m}|^2 - |S_{21,m}|^2 \quad (3.1)$$

- **Potencia Radiada en elemento  $j$ :** Potencia emitida por el elemento  $j$  de la antena. Se calcula a través del campo eléctrico obtenido en la simulación en la posición del elemento central.

$$P_{rad,j} = \frac{|E_j|^2 \cdot P_{in}}{P_{rad,m}} \rightarrow P_{rad,j} = \frac{1}{M} \quad (3.2)$$

Esta simplificación se puede obtener debido a que el diseño de este trabajo se basa en una ley de alimentación uniforme, siendo la proporción de potencia radiada por cada elemento equitativa. Normalizando el valor de la potencia que alimenta a la antena, se obtiene un valor de potencia radiada por elemento inversamente proporcional al número de ellos, siendo en esta ecuación  $M$  el número total de elementos que forman el array.

- **Constante  $K$ :** Valor total de todas las constantes que multiplican al campo eléctrico y lo relacionan con  $P_{rad}$ . Parámetro fundamental para poder relacionar campos eléctricos con potencias, objetivo de este método [3].

$$K_m = \frac{P_{rad,m}}{\sum_{j=0}^m |E_j|^2} \quad (3.3)$$

- **Coeficiente  $C_j$ :** Nuevo coeficiente de acoplo, calculado a través de la relación del coeficiente de alimentación del elemento  $j$  con la potencia que persiste en la antena antes del elemento en cuestión.

$$C_j = \frac{|F_j|^2}{\sum_{a=j}^N |F_a|^2 + t} \quad (3.4)$$

Si se observa con detenimiento, conociendo que la potencia residual en la antena es  $t = 0$  debido al diseño del último elemento como carga y siendo  $F_j$  el coeficiente de alimentación en el elemento  $j$  de una ley de alimentación uniforme, se puede relacionar este coeficiente  $C_j$  con la potencia radiada por elemento  $P_{rad,j}$  descrita en la fórmula 3.2.

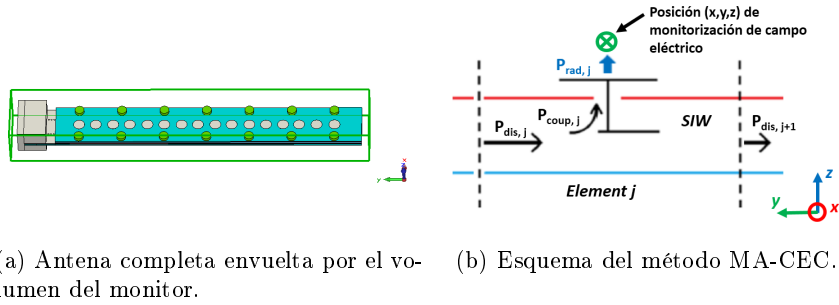
La ecuación que define la relación final que se utiliza en este método para poder conocer la necesidad de potencia acoplada por elemento en función de la potencia persistente en la antena es:

$$C_j = \frac{K_m \cdot |E_j|^2}{\left(K_m \cdot \sum_{a=j}^N |E_a|^2\right) - |S_{21}|^2} \quad (3.5)$$

Pudiendo, con la ecuación 3.5, ser capaces de relacionar los campos eléctricos radiados con la potencia acoplada por los elementos.

El método se desarrollará mediante una sucesión de diversos pasos a realizar hasta cumplir con el objetivo marcado por el diseñador de la antena.

1. Se realiza una simulación de CST con un monitor de campo eléctrico con un área que rodee toda la antena obteniendo así las componentes del campo eléctrico en todo este volumen. Mostrado en la figura 3.4.



(a) Antena completa envuelta por el volumen del monitor. (b) Esquema del método MA-CEC.

Figura 3.4: Monitor de campo eléctrico sobre la antena.

2. Se exportarán los datos obtenidos en formato de texto plano con los que se trabajarán en otro entorno. Estos datos con anterioridad eran tediosos y pesados en ocupación de memoria pero ahora, gracias a una serie de nuevas herramientas aportadas por el CST 2014 se tiene mayor control en la recopilación de estos datos, siendo capaces de indicar el subvolumen de datos en el que se este interesado, optimizando así su obtención. La herramienta elegida para el procesado de los datos obtenidos del CST será MatLab.

3. Se procesarán estas componentes de campo eléctrico, obteniendo en ellas el módulo y fase en las posiciones deseadas, es decir, en la que se encuentra cada elemento. En los *scripts* desarrollados se automatiza la recaudación de los datos de campo con tan solo otorgarle la información de las posiciones (x,y,z), mostrados en la figura 3.4, en las que se quiere obtener el campo, una vez extraídos los datos de campo, se realiza toda la operativa necesaria para obtener la magnitud y la fase.
4. Esta información será procesada y representada en una serie de gráficas, permitiendo así realizar una comparación de la situación actual del diseño y la situación deseada calculada de manera teórica.
5. En caso de que el paso 4 no sea del todo satisfactorio, se realizarán las modificaciones necesarias en las dimensiones de los elementos afectados de las simulaciones, rediseñando así los elementos o las secciones que puedan ser conflictivas.
6. Se procede a iniciar el punto 1, reiniciándose así el proceso para una nueva comprobación.

Es un proceso muy iterativo, como se puede observar. La fundamental ventaja de este método respecto a los siguientes es la capacidad de hallar las fases en las que se encuentra cada elemento, siendo un parámetro fundamental para cualquier antena. También remarcar las ventajas de la nueva herramienta, que implica solo tener que realizar una simulación de la antena en caso de querer obtener distintos cálculos en coordenadas dentro del volumen del monitor de campo con tan solo cambiar una serie de parámetros.

Este método tiene la ventaja de ser aplicable a cualquier tipo de antena.

### 3.3.2. MA-FP2P.

Este segundo método se basa en el cálculo de la potencia en unas áreas determinadas dentro de la SIW. Para este primer método basado en el control del flujo de potencia, las áreas de interés se consideran en el interior de la guía SIW. Estas áreas están posicionadas de manera equidistante al centro de las líneas de acoplo o disco del elemento central y sus adyacentes.

Como se puede observar en la figura 3.5, las áreas marcadas en granate son un ejemplo de las áreas de interés donde calcular la potencia en la sección de la SIW. Su área está delimitada por todo el área trasversal de la SIW, ya que se quiere obtener toda la potencia que hay en esa posición puntual en todo su interior como se muestra a continuación en la figura 3.5.

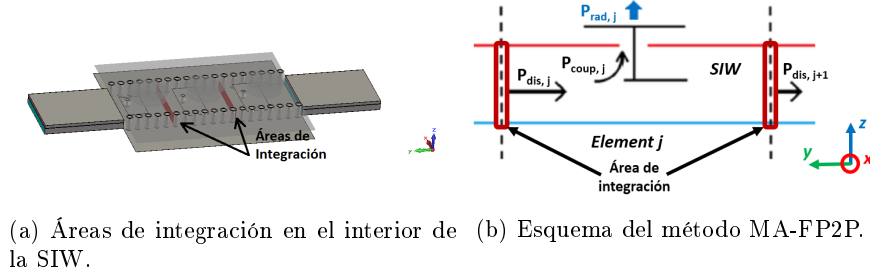


Figura 3.5: Áreas de interés por elemento en interior de la SIW.

Tras la obtención de la potencia existente en las áreas nombradas, se puede relacionar cuánta potencia se ha disipado en el tramo delimitado por éstas. Esta potencia disipada se considerará como la potencia acoplada por el elemento, por lo cual, se puede obtener el acoplo del elemento y ajustar este de manera individual.

El parámetro de la posición del cálculo, aunque en un principio se halla decidido como la distancia media entre elementos adyacentes, puede modificarse según las consideraciones de cada diseñador.

Con anterioridad, si se quería hacer un estudio de estas características, el diseñador se veía obligado a tener que imponer puertos entre los elementos, como se puede observar en la referencia [4], y obtener estas potencias mediante relación de los parámetros S como en el método anterior.

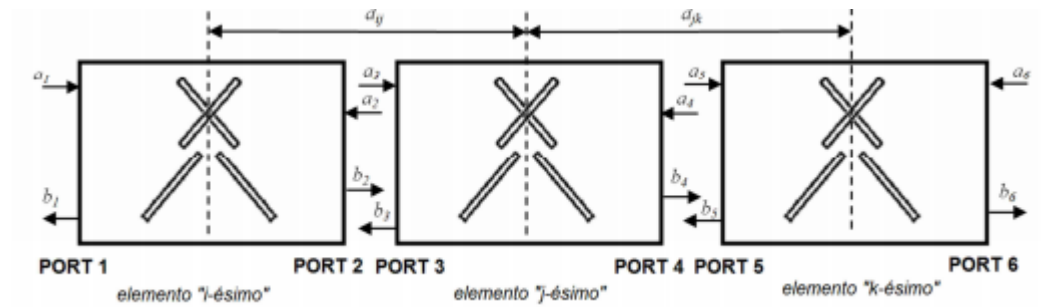


Figura 3.6: Modelo de análisis con puertos entre elementos.

Este tipo de cálculo era arduo, complejo, y ahora, con este nuevo modelo, se puede evitar crear estos puertos ya que se puede obtener las potencias dentro de estructuras complejas como SIW de manera directa.

En este caso los conceptos a explicar para el entendimiento de método son:

- **Potencia disponible en  $j$  ( $P_{dis,j}$ ):** Se llamará potencia disponible en  $j$ , aquella que se encuentra en la SIW antes de encontrarse con el elemento  $j$  mencionado. Es la potencia calculada en la región anterior al elemento central de estudio.
- **Potencia Residual o existente tras  $j$  ( $P_{tx,j}$ ):** Se llamará potencia residual  $j$  a la potencia que se obtiene en la posición posterior al elemento  $j$ , es decir, la potencia que no ha sido absorbida en esa sección del elemento central que se ha delimitado, pudiéndose afirmar que:

$$P_{dis,j+1} = P_{tx,j} \quad (3.6)$$

Estas dos potencias se relacionan mediante la fórmula 3.7, mostrada a continuación, por la cual se puede obtener la potencia acoplada por el elemento central, denominado  $S_{k,j}$  [5].

$$|S_{k,j}| = 10 * \log_{10} \left( \frac{P_{dis,j} - P_{tx,j}}{P_{dis,j}} \right) \quad (3.7)$$

Para la obtención de estos datos se utilizará la herramienta aportada por el entorno de CST llamado *Template Based Post processing → 2D and 3D Field Results in arbitrary coordinates*, donde se puede seleccionar el área donde realizar el cálculo integral del flujo de potencia del vector de Poynting, definido por la superficie  $S$ , el campo eléctrico  $E$  y el campo magnético conjugado  $H^*$ .

$$P = \frac{1}{2} \text{Re} \left\{ \oint_s \vec{E} \times \vec{H}^* \right\} \quad (3.8)$$

Con los datos obtenidos se podrá estimar también la ley de alimentación de la antena, relacionando las potencias anteriormente nombradas ( Potencia disponible  $j$  y Potencia Transmitida  $j$  ), donde la  $P_{in,SIW}$  es la potencia a la entrada de la SIW.

$$F_j = \frac{P_{dis,j} - P_{tx,j}}{P_{in,SIW}} \quad (3.9)$$

El objetivo de este método es poder comparar y diseñar de una manera más exacta los elementos acopladores, líneas de transmisión o discos, para cumplir con la ley de alimentación requerida por el diseñador.

Al igual que el método anterior, éste se basa en una sucesión de pasos para su realización.

1. Se realiza una simulación de CST con un monitor de *Power Flow* que envuelva la antena completa en la que se obtendrán los valores de potencia en el volumen que engloba el monitor.



2. Tras la simulación realizada, se generarán una serie de *Templates* en los que se definirán las zonas donde realizar la integral del vector de Poynting.
3. Se exportarán los datos obtenidos con los que se trabajarán en otro entorno, en este caso, con las magnitudes de los acoplos calculados. La herramienta que se utilizará para procesar los datos será MatLab.
4. Esta información será procesada mediante una serie *scripts* diseñados y se obtendrá una comparación de la situación actual del diseño frente a la situación teórica deseada.
5. En caso de que el paso 4 no sea del todo satisfactorio, se realizarán las modificaciones pertinentes en las dimensiones de los elementos conflictivos de las simulaciones.
6. Se reiniciará el proceso para una nueva comprobación.

Como se puede observar, la realización de ambos métodos siguen pasos similares. La ventaja principal de este método sobre el resto de los diseñados es la capacidad de estudiar lo que sucede en el interior de estructuras tan complejas como puede ser la SIW, siendo capaces de sustituir puertos y optimizando las simulaciones. Si se ampliará el rango del área de la potencia calculada en un mismo punto respecto al ancho de la guía, se podría observar el efecto de pérdida de potencias por no ser una pared metálica vertical ideal. A su vez, con este método se puede calcular de una manera simple e intuitiva la potencia que realmente está acoplando el último elemento, dato de especial interés en arrays en los que el último elemento deba radiar el resto de la potencia residual en la antena y acabándolas en corto. En el caso de la antena estudiada en este array se pudo apreciar que el último elemento está radiando más potencia de la que debería, teniendo que radiar un 6,25 % de la potencia entregada a la antena frente a un 7,23 % obtenido en simulación.

Este método sólo podría ser aplicable a antenas que estén formadas por estructuras de medios guiados cerrados.

### 3.3.3. MA-VSIW.

Este método deriva fuertemente del comentado en la sección anterior variando la región de interés y las potencias utilizadas para las relaciones y cálculos.

Como región de interés se mantendrá el área de la SIW antes de entrar en el régimen del elemento a estudio, y como variante al método anterior, se analizará la potencia situada en el vaciado realizado en el plano horizontal superior de la SIW, vaciado por

el cual pasa la vía para transporta el campo de la línea de acoplo al parche, con el fin de obtener la potencia que se puede hallar acoplada por dicha vía, no teniendo así que utilizar la potencia transmitida hacia otro elemento que puede acarrear errores por no contemplar las posibles pérdidas de potencia en la propagación a través del sustrato y utilizando directamente la potencia de interés. Esta potencia queda definida como:

- **Potencia acoplada en  $i$  ( $P_{coup,j}$ ):** Potencia que se transmite de la red de alimentación al elemento radiante para su transmisión a través de él. En la figura 3.7 se puede apreciar de manera esquemática esta potencia, conducida por la vía o alma desde la línea de acoplo al parche.

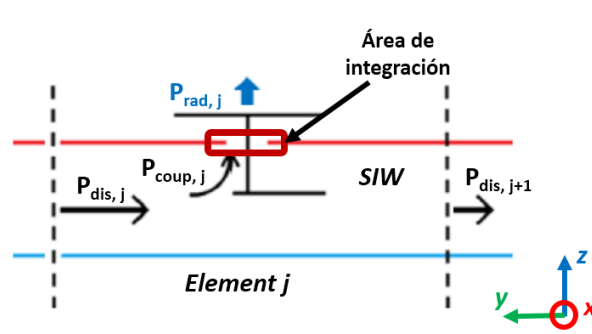


Figura 3.7: Esquema de MA-VSIW.

Esta nueva potencia utilizada tiene como consecuencia que se tenga que redefinir el coeficiente de alimentación calculado y el parámetro de magnitud de acoplo relativo, siendo las nuevas definiciones:

$$F_j = \frac{P_{coup,j}}{P_{in,SIW}} \quad (3.10)$$

$$|S_{kj}| = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_{coup,j}}{P_{dis,j}} \right) \quad (3.11)$$

Este método tiene como objetivo eliminar las pérdidas por propagación en el sustrato que se podían encontrar en el método *MA-FP2P*, acometiendo una relación de potencias más directa. Al igual que todos los métodos presentados en esta memoria que dependan del control del flujo de potencia, tiene como desventaja la imposibilidad de calcular la fase, aunque tiene la ventaja de que sus datos no pierdan precisión por los distintos redondeos de las diversas operaciones que puedan acontecer en las herramientas utilizadas.

Este método sólo es aplicable a la estructuras que contengan hendiduras utilizadas para el transporte potencia a un elemento radiante.

### 3.3.4. MA-FPCC.

Este método difiere de los basados en monitorización del flujo de potencia en que busca el predecir y caracterizar el acoplo mutuo mediante potencias en espacio libre (hasta ahora solo se ha realizado en el interior de la SIW o mediante campo eléctrico en el espacio libre). Basándose en los principios básicos de los métodos *MA-CEC* y *MA-FP2P* se concretará como áreas de interés el interior de la SIW antes del elemento que se desee estudiar y una superficie  $S = A \times B$ , mostrado en la figura 3.8a situado a una altura considerada campo cercano, siendo  $A = B = d_{parche\ sup} = 3,235\text{ mm}$ . De esta manera se puede relacionar la potencia entrante al elemento de estudio con la potencia radiada por éste.

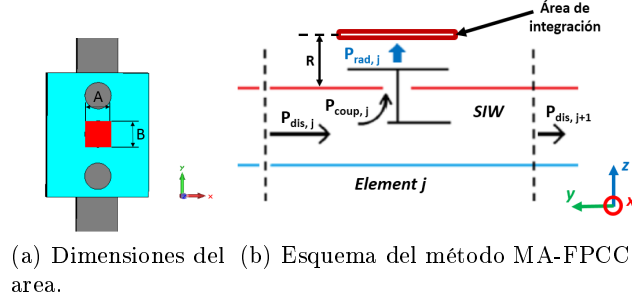


Figura 3.8: Áreas de integración del Método MA-FPCC.

En este caso, la potencia radiada por el elemento,  $P_{rad,j}$ , mostrada en el esquema de la figura 3.7 de la sección anterior, será considerada como la potencia de acoplo del elemento, es decir, aquella que se calcule en la superficie comentada a una distancia  $R = 4,5\text{ mm}$  en dirección  $z$  según los ejes definidos en la figura 3.5a. Los nuevos parámetros quedarán definidos por:.

$$F_j = \frac{P_{rad,j}}{P_{in,SIW}} \quad (3.12)$$

$$|S_{k_j}| = 10 \cdot \log_{10} \left( \frac{P_{rad,j}}{P_{dis,j}} \right) \quad (3.13)$$

Uno de los principales problemas con este método es definir el área a integrar en el espacio libre, ya que la sensibilidad puede ser muy elevada. Para realizar una demostración de está sensibilidad se decide repetir este estudio, sustituyendo la superficie definida  $S = A \times B$  por la nueva superficie  $S = A' \times B$  donde  $A' = 5,3\text{ mm}$  es el ancho de la SIW. Los resultados de dicho estudio se mostrarán en la figura 4.1, concluyendo que es un parámetro muy a tener en cuenta para modelar y optimizar la precisión del método.

Este método puede ser aplicable a toda antena que, al igual que el método *MA-FP2P*, estén formadas por estructuras de medios guiados cerrados.

# Capítulo 4

## Implementación de los métodos.

### 4.1. Caracterización de la Antena 1D.

Para la implementación de los métodos explicados en el capítulo 3 es necesario realizar una serie de medidas previas sobre la antenas para comprender la situación de la que parte el estudio.

#### 4.1.1. Adaptación.

Los resultados mostrados del PFC en el que se diseñó la antena a estudiar fueron realizados con el software CST 2012.

En la frecuencia central de trabajo, 17 GHz, se obtiene una adaptación de -22,055 dB, obteniendo en toda la banda de trabajo un nivel menor a -20 dB en adaptación. En las mismas condiciones de simulación (mallado, planos de simetría, etc) en la versión 2014 del software estos resultados varían de forma relevante como se puede observar en la figura 4.1, teniendo una adaptación en la frecuencia central de -32,787 dB, mejorando respecto a la medida de CST 2012 en 10 dB. Sin embargo, pierde la adaptación a -20 dB que tenía previamente en toda la banda de trabajo quedando reducida a -15 dB.

Siendo la adaptación un parámetro fundamental en los distintos métodos diseñados y sabiendo que se quiere aproximar los resultados que se puedan hallar mediante los métodos y simulaciones a los resultados que se pueden obtener en un caso real o medido físicamente, se utilizará a partir de este punto la nueva versión del software, ya que tiene los resultados más próximos a los medidos previamente mediante un analizador de redes.

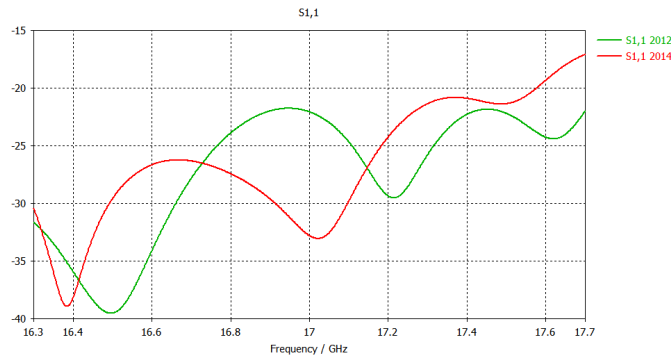


Figura 4.1: Adaptación de la antena 1D.

#### 4.1.2. Diagrama de radiación.

A pesar de haber estudiado los diagramas que muestran el funcionamiento de la antena en la frecuencia inferior de la banda de trabajo (16,3 GHz), la frecuencia central (17 GHz) y la frecuencia superior de la banda (17,7 GHz) únicamente se mostrarán los resultados a la frecuencia central, la más significativa, para no realizar un documento que exceda en volumen más allá de lo necesario.

Como características reseñables de los diagramas obtenidos, representados en el plano  $\phi = 90^\circ$ , siendo este plano el formado por YZ. Se puede observar que se obtiene un dirección de máximo apuntamiento de  $24,1^\circ$  en  $\theta$  debido a la separación física de los elementos radiantes a  $3\lambda_g/4$  que introduce un desfase entre elementos de  $\Delta\alpha = 90^\circ$ . Se puede observar a su vez, un nivel de lóbulos secundarios de valor  $SLL = -13,5 \text{ dB}$  y una ganancia máxima de  $G_0 = 17,93 \text{ dB}$  con una eficiencia de  $\xi_{tot} = 86,1 \%$ .

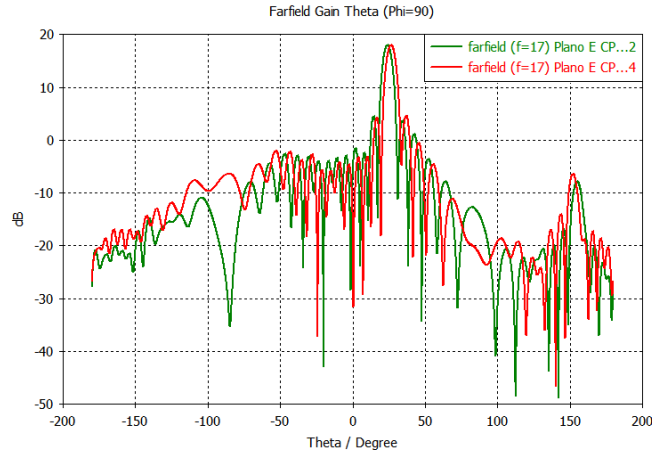


Figura 4.2: Diagrama de Radiación Plano E Componente Copolar.

#### 4.1.3. Resultados de los Métodos.

Tras haber caracterizado la antena con la que se ha trabajado, se dispone a realizar un estudio de los resultados obtenidos tras la implementación de los distintos métodos comentados en el capítulo 3. Este análisis se hará a 3 niveles: magnitud de acoplo, fase de los elementos y por último efectos de estos en el diagrama de radiación.

##### 4.1.3.1. Magnitud.

Para cada método se muestra el acoplo relativo que se obtiene por cada elemento. A su vez, se hace un análisis del error de la medida, ya que la trascendencia que

pueda tener este error dependerá de los niveles de potencia absolutos en los que se esté cometiendo.

Elemento	Teórico	MA-CEC	MA-FP2P	MA-VSIW	MA-FPCC	MA-FPCC*
1	-12.041	-10.518	-12.392	-9.4926	-14.373	-13.2637
2	-11.761	-11.849	-10.577	-8.5999	-13.309	-12.2687
3	-11.461	-10.364	-10.82	-8.6498	-13.11	-11.9212
4	-11.139	-10.866	-9.9202	-8.0017	-12.505	-11.3852
5	-10.792	-9.9556	-10.384	-8.2286	-12.7	-11.5492
6	-10.414	-9.966	-9.585	-7.8881	-11.665	-10.5303
7	-10	-9.2291	-9.7437	-7.6477	-11.757	-10.5303
8	-9.5424	-9.3973	-8.6698	-6.6901	-11.156	-10.519
9	-9.0309	-8.0915	-8.8889	-7.0192	-11.069	-10.0123
10	-8.451	-8.391	-7.9756	-6.4348	-10.658	-9.8462
11	-7.7815	-6.8786	-7.8647	-6.402	-9.713	-8.5791
12	-6.9897	-7.0213	-7.037	-5.664	-9.0558	-7.8735
13	-6.0206	-5.7011	-6.7391	-5.4378	-8.9328	-7.7517
14	-4.7712	-5.4598	-6.1503	-5.664	-7.8707	-6.7377
15	-3.0103	-2.3701	-3.7207	-2.097	-5.5708	-4.4616
16	0	0	-0.0186	0.3782	-3.4402	-2.3465
TOTAL		8.7645	9.33613	31.4526	33.6774	16.3701

Tabla 4.1: Tabla de Magnitudes y errores frente a los valores teóricos.

Se observa que al igual que los métodos *MA-CEC* y *MA-FP2P* se ajustan a la magnitud teórica con bastante precisión, hay ciertas discrepancias entre los valores obtenidos respecto al método *MA-VSIW*. Esto puede ser debido a que en la superficie en la que se realiza el cálculo se hallan muchas discontinuidades en poco espacio, no pudiendo disipar los efectos que afectan de manera indeseada a la precisión del cálculo.

Respecto al método *MA-FPCC* se puede observar que la magnitud en general en todos los elementos está por debajo de lo deseado. Modificando el área de cálculo como se comentó anteriormente, se aprecia un acercamiento a los valores teóricos reduciendo a la mitad el error cometido, convirtiendo las limitaciones del área en un parámetro a tener en cuenta para un modelado óptimo.

Se ha querido plasmar, además de los valores nominales en la tabla 4.1, los resultados de este parámetro fundamental en gráficas visuales añadidas en el anexo B.1 para ayudar a la apreciación del lector.

La última observación en las gráficas del anexo B.1 y observable en la tabla anterior, es la discontinuidad sufrida en el elemento 14 para el método *MA-FP2P*, lo cual puede ser debido a pequeñas desadaptaciones internas en la SIW entre los elementos 13-14-15 debido a las dimensiones de las líneas de acoplo. También puede ser debido a que estos elementos están situados en zonas donde la potencia que llega es ínfima siendo más sensibles a pequeños efectos o imprecisiones.

Para este elemento 14 se realizó un estudio, tanto como elemento unitario y como elemento de las secciones, que se comentarán a posteriori en el capítulo 5 sin ser

capaces de asegurar el motivo de esta caída de la magnitud de acoplo.

#### 4.1.3.2. Fases.

Este estudio sólo se puede realizar utilizando el método *MA-CEC*.

Uno de los primeros efectos que se quiso apreciar era cómo podía afectar la variación de la distancia respecto al primer punto de medida, el cual estaba situado en el centro de cada parche a una distancia en  $z$  respecto al parche superior de  $\Delta z = 0,75 \text{ mm}$ . Se realiza pues, para su apreciación, una serie de medidas desplazando el punto del cálculo del campo tanto en la dirección  $x$  como en dirección  $z$  según el eje de coordenadas visible en la figura 3.1, con una variación máxima de  $\Delta x = 4,85 \text{ mm}$  y  $\Delta z = 5,5 \text{ mm}$ . Su efecto se observa en la figura 4.3, siendo similar para los demás cálculos realizados, en los que se aprecia un suavizado del rizado que presenta la medida inicial debido a la sensibilidad del campo eléctrico en posición cercanas a la antena, y un desplazamiento en fase general debido a la mayor distancia física, despreciable para la caracterización de la antena, ya que la medida fundamental es la diferencia de fases entre elementos, apreciable en la pendiente presentada por la gráfica de la figura 4.3.

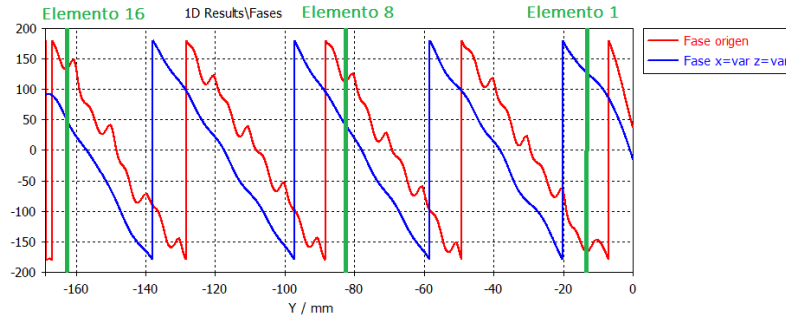


Figura 4.3: Fase centrado en  $X$  y en  $Z=4,5 \text{ mm}$  frente a desplazada a las coordenadas  $X=4.85 \text{ mm}$  y en  $Z=10 \text{ mm}$ .

Se ha calculado los desfases entre elementos  $\Delta\alpha = Fase_j - Fase_{j-1}$  y, a su vez, el cálculo del error absoluto cometido respecto al desfase teórico entre elementos. De este error absoluto se halla la media para poder tener una idea general de la precisión de las distintas versiones del software, siendo la fase a la altura desplazada a  $Z = 10 \text{ mm}$  en la versión 2014 el que menor error de cálculo introduce con una media de  $error_{mean} = 5,514^\circ$ , seguido de la fase centrada con  $error_{mean} = 6,458^\circ$  y por último la versión 2012 con un error medio de  $error_{mean} = 8,974^\circ$ . Se puede concluir que se reduce el error medio de un 9,971 % en 2012 a un 6,127 % en la última versión.



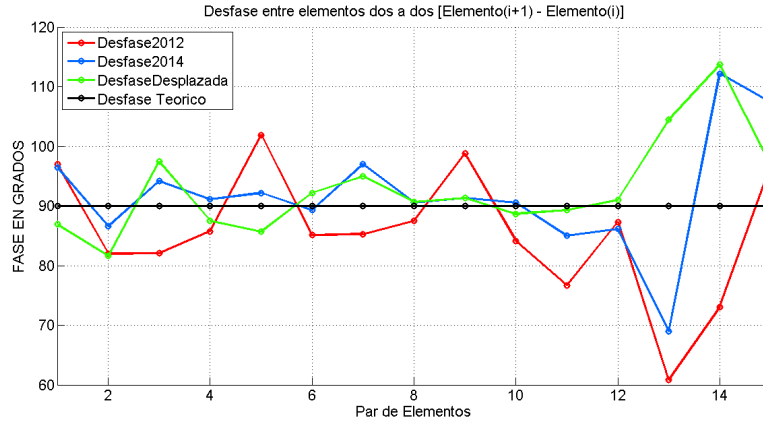


Figura 4.4: Desfase entre elementos Array completo 1D

En la figura 4.4, se aprecia con claridad que los desfases de la versión 2014 tanto si son desplazados en altura como si no, se mantienen en valores cercanos al teórico, siendo la zona de los elementos 8-9-10-11 más precisa. En los últimos elementos el desfase entre ellos varía llegando a cometer un error máximo cercano a los 20° siendo este error un 22 % sobre el teórico. Estos desfases son los hallados entre los elementos 13-14, y 14-15, teniendo como protagonista al elemento 14 que se estudió de manera específica en los cálculos de magnitud del método *MA-FPCC*, cuyo valor puede ser fundamental para los efectos sobre el diagrama de radiación. Estas imprecisiones emergentes en los últimos elementos son posiblemente debidas, al igual que en magnitud, a que la potencia disponible es menor en ellos que en los elementos iniciales, ya que a lo largo del array se ha ido disipando la potencia a modo de radiación o pérdidas y las imprecisiones pueden notarse más en estas zonas de baja potencia. Añadir además, que en otros proyectos se han podido observar degradaciones y efectos perturbadores en el campo radiado por los últimos elementos al terminar el array en cortocircuito.

#### 4.1.3.3. Diagrama de radiación.

Tras las variaciones de magnitud y fase mostradas, se desea observar el efecto que conllevan en el diagrama de radiación de la antena. Para ello, una vez estudiado el elemento unitario del diseño inicial realizado en la referencia [6], PFC de Don David Valverde García y Dr. D. Juan Córcoles Ortega, se obtiene su ganancia, que combinada con los distintos factores de array calculados en los *scripts* se pueden obtener los diagramas de radiación estimados de manera teórica con los valores obtenidos en las subsecciones anteriores.

Este estudio realizado será extenso debido a la cantidad de detalles que requieren

análisis. Para apreciar con más detalle se adjuntan una serie de gráficas en el anexo B.1 que ayudarán al lector a obtener un conocimiento más preciso de cómo afectan las variaciones sufridas tanto en magnitud como en fase.

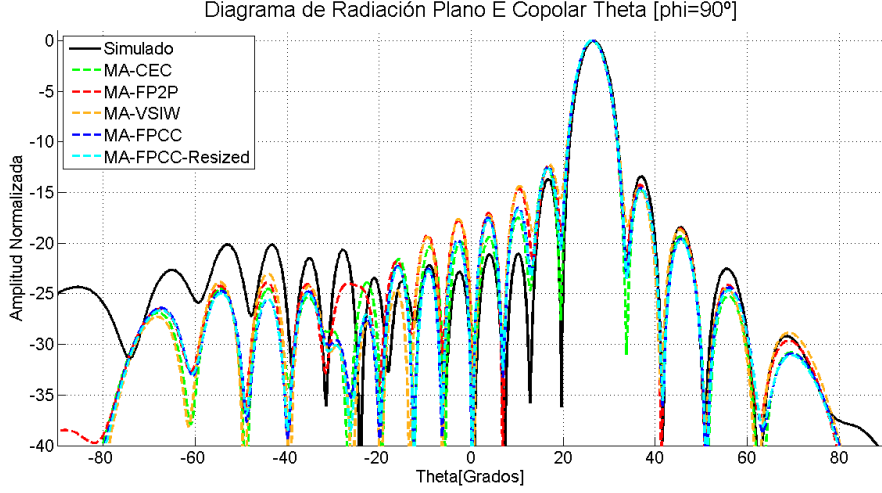


Figura 4.5: Diagrama de radiación de la antena 1D frente a la simulación.

Se iniciará el estudio con las diferencias obtenidas entre los métodos comparados entre sí. Una de las diferencias más apreciables es el nivel de los nulos que se obtiene en cada método, siendo en *MA-VSIW* estos valores considerablemente elevados respecto al resto, que tienen un comportamiento en esta característica bastante similar a la simulación y la medida. Mientras que desde la dirección de máximo apuntamiento hacia  $\theta = 90^\circ$  el comportamiento tanto en niveles de amplitud como en la posición de los máximos de los lóbulos secundarios es prácticamente idéntica con la simulada, en el otro sentido se observa que la diferencia en el nivel de máximos de los lóbulos secundarios es considerable, siendo los métodos *MA-VSIW* y *MA-FP2P* los que obtengan niveles más elevados, frente a los métodos que se calculan a una distancia del campo lejano, *MA-FPCC* y *MA-CEC*, más precisos frente a la medida, como puede observar en el anexo B.1.

El siguiente paso en el análisis, es apreciar la semejanza entre los modelos y los resultados obtenidos en la simulación y en la medida, aunque esta última ha ido siendo analizada en el paso anterior. Comentar que los métodos respecto a la medida muestran un desplazamiento de  $\Delta\theta = 1,25^\circ$ . Respecto a la simulada, se observa los mismos efectos que la medida, con menos error en la dirección de máximo apuntamiento, siendo prácticamente despreciable. Como dato importante de esta comparación es la práctica desaparición de uno de los lóbulos laterales en los métodos *MA-CEC*,

*MA-FPCC* y *MA-VSIW*, siendo *MA-FP2P* el único que contempla, aunque a duras penas, la existencia de un lóbulo en la posición en torno a  $\theta = -25^\circ$ . Por último se realiza el estudio de los efectos de la variabilidad de precisión en la fase. Para ello se realizará una comparación con un método elegido como ejemplo, en este caso el *MA-FP2P*, aplicándole las fases teóricas y las fases obtenidas mediante *MA-CEC*, enfrentando sus resultados en una gráfica (adjunta en el anexo B.1), para apreciar de manera visual el efecto nombrado. Se observa en la figura 4.5 que el comportamiento del método ejemplo con distintas fases es prácticamente igual, apreciándose un ligero desplazamiento en la zona que va desde la dirección de máximo apuntamiento hacia  $\theta = 90^\circ$ . Este efecto puede ser mayor o menor dependiendo de las amplitudes de los distintos modelos.

## 4.2. Caracterización de la Antena 2D.

### 4.2.1. Adaptación.

A pesar de la estructura tan compleja previamente comentada en el capítulo 3, se consigue una adaptación muy similar a la antena lineal en la que se basa, con -15 dB en toda la banda de trabajo, siendo su valor en la frecuencia central de -33,04 dB.

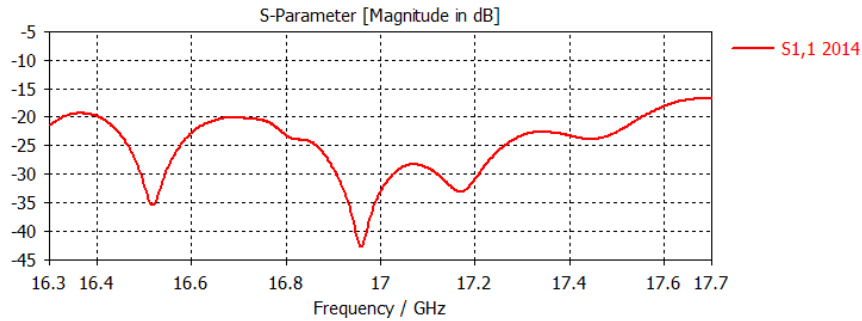


Figura 4.6: Adaptación antena 2D.

### 4.2.2. Diagrama de radiación.

El resultado más llamativo de la agrupación de elementos realizada es el importante aumento de ganancia máxima a  $G_0 = 25,5 \text{ dB}$  en comparación con los aproximadamente  $18 \text{ dB}$  obtenidos en el array lineal, aunque disminuye la eficiencia en la frecuencia central de trabajo a  $\xi_{tot} = -73,66 \%$ . Respecto al valor de nivel de lóbulos secundarios se obtiene un  $SLL = -14,1 \text{ dB}$  frente a los  $-13,5 \text{ dB}$  anteriores. Por último se puede observar que el resto de parámetros apreciables en el diagrama se respetan, cambiando ligeramente la altura de los lóbulos secundarios.

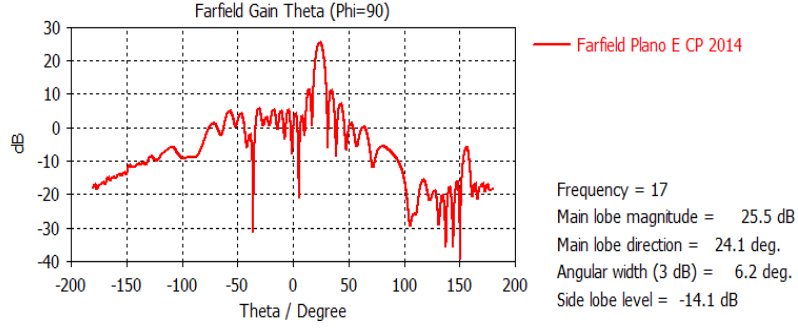


Figura 4.7: Diagrama de radiación simulado de la antena 2D.

### 4.2.3. Resultado de los métodos.

#### 4.2.3.1. Magnitud.

Realizada la implementación de los dos métodos, *MA-CEC* y *MA-FP2P*, a estudiar en la antena 2D, se puede observar, como era de esperar, que los arrays extremos denominados A y H en la figura 3.3 son los más precisos, ya que tienen menos elementos radiantes adyacentes que puedan afectar a la potencia acoplada por elemento. Se observa que en ambos métodos, el array lineal más afectado de manera negativa por estos acoplos mutuos es el array G. También se observa que en esta antena el método más preciso es el método *MA-CEC* teniendo menos error medio que el método *MA-FP2P* en cuanto a magnitud se refiere.

Observar que los errores o irregularidades de los métodos son similares aunque más apreciables que en la 1D visibles en la figura del anexo B.2.

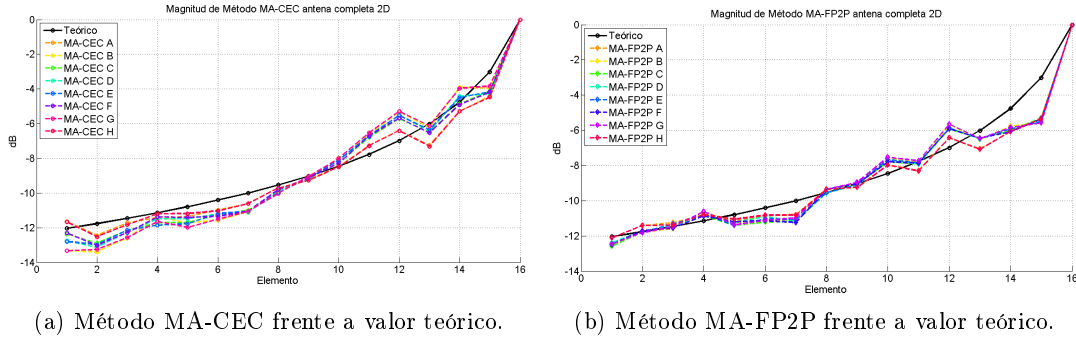


Figura 4.8: Magnitud de acoplo por array lineal frente a teórica.

#### 4.2.3.2. Fases.

El estudio de las fases se ha separado en dos bloques: fases en Y y fases en X, ya que las fases en ambas dimensiones serán fundamentales para apreciar los efectos de dichas medidas en la radiación de la antena completa. A su vez, como en los anteriores casos, se realiza un desplazamiento de la altura a la que se realiza la medida para ambos conjuntos de fases. Los efectos del desplazamiento en z, según las coordenadas de la figura 3.3 donde se observo que en Y mantiene el suavizado que ocurría en el array lineal, figura 4.3, pero no aportando prácticamente mejoría alguna respecto al eje x.

Para una mejor apreciación de los efectos en las fases, como se hacía en el diseño del array lineal, se estudia la diferencia de fases entre elementos.

Para el desfase en la dirección Y se aprecia que el comportamiento es similar a los presentados en la antena lineal apreciando que los desfases se hallan, en líneas generales, por debajo de los  $90^\circ$  deseados. Los principales errores vienen de la mano de los elementos 9-10 donde se produce un error de aproximadamente  $20^\circ$ , y se mantiene el error en los elementos 13-14-15, siendo estos entorno a unos  $30^\circ$ . Por último para el desfase en Y, se puede apreciar como los arrays B y G situados al lado de los arrays de los extremos, A y H, mostrados en la figura 3.3, se comportan de manera peculiar frente a los otros desfases debido a que únicamente tienen un array a su lado y no dos.

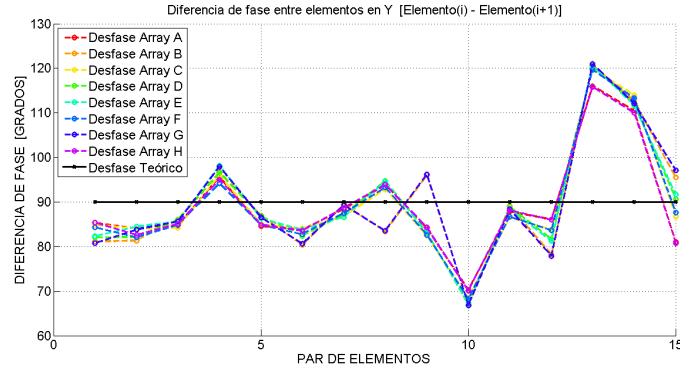


Figura 4.9: Desfase entre elementos en Y

Mientras en dirección Y se deben mantener los  $90^\circ$  de desfase entre elementos, la diferencia de fases entre los elementos en X en este diseño debería ser  $0^\circ$  ya que la red de alimentación está diseñada para iluminar en fase a todos los arrays. Las posibles discrepancias con este valor se deben a no poder realizar una iluminación homogénea en fase de todos los arrays y a los efectos de los acoplos mutuos de los

elementos adyacentes. La pérdida de precisión se ve aumentada progresivamente en los elementos de los extremos según se avanza en el array lineal, siendo aquellos situados más centrados geométricamente en el eje x de la estructura los más estables y precisos. En los arrays de los extremos A y H, correspondientes a los pares 1 y 7, aparecen valores de error máximos, siendo de aproximadamente  $26^\circ$  en la fila 14 y de  $24^\circ$  en la fila 15. Este crecimiento del error se cumple en todas las filas exceptuando la fila 9 y la fila 16.

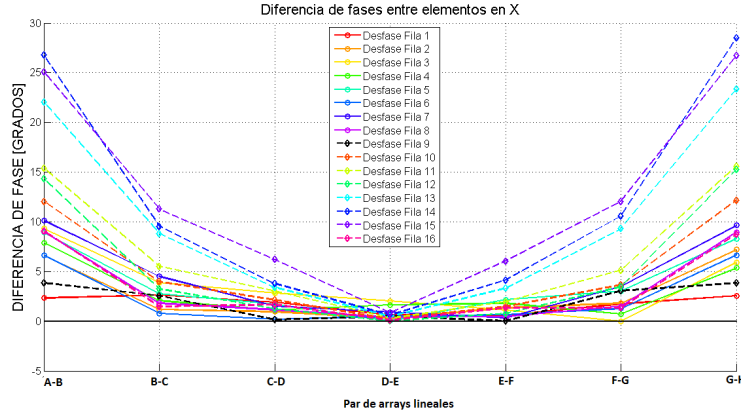


Figura 4.10: Desfase entre elementos en X.

#### 4.2.3.3. Diagramas de radiación.

Al igual que se hizo con la antena lineal, se pretende observar los efectos de los posibles errores cometidos por las aproximaciones realizadas mediante los métodos respecto a los valores teóricos, como simulados y medidos. Siendo un volumen mayor de elementos cabe esperar que las imprecisiones cometidas afecten de mayor manera a la similitud entre diagramas.

Se adjunta la gráfica en la figura 4.11 del primer paso realizado para la comparación de la similitud de los métodos respecto a la medida, la simulación y el diagrama teórico.

Ambos métodos tienen un comportamiento prácticamente idéntico entre si, siendo la mayoría de los nulos del método *MA-CEC* más definidos. Como rasgos generales se aprecia que respecto a la simulación el diagrama esta totalmente centrado pero respecto al valor puramente teórico y al obtenido tras su construcción está desplazado, siendo un punto intermedio entre estos dos. Uno de los errores más llamativos es la práctica desaparición del nulo en  $\theta = -10^\circ$  aproximadamente, lo cual puede ser debido

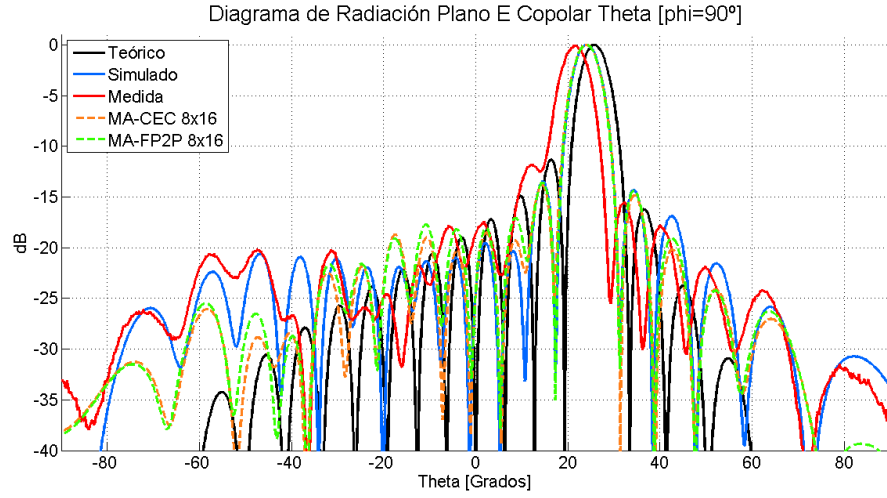


Figura 4.11: Diagrama de radiación Plano E Copolar de ambos Modelos.

a un problema de imprecisión de la fase en ambos métodos. En cuanto a los niveles de los lóbulos se aprecia que, como anteriormente se ha ido observando, el nivel de los lóbulos hacia  $\theta = -90^\circ$  son ligeramente elevados respecto al simulado, encontrando como punto de inflexión el nulo a  $\theta = -37^\circ$  aproximadamente, siendo a partir de aquí menores a los obtenidos en simulación, mientras en dirección  $\theta = 90^\circ$  los lóbulos en todo momento son ligeramente menores a los simulados.





# Capítulo 5

## Diseño de arrays por secciones.

Este capítulo versa sobre el procedimiento del diseño por secciones para la optimización de la compensación de acoplos mutuos y la implementación de los métodos explicados en el capítulo 3, con el objetivo de disminuir el coste computacional de diseño a la hora de realizar ajustes finos sobre la antena, comprobando así la precisión y robustez que aportan los métodos de cálculo tanto para una antena completa como para una antena seccionada.

### 5.1. Fundamentos del diseño por secciones.

En casos anteriores, cada vez que se quería modificar una pequeña dimensión de la antena y ver los efectos de dicha modificación, se tenía que realizar la simulación de todo el array, algo que no era eficiente para un diseñador.

Se ha decidido en este TFG realizar secciones en la antena lineal, de tal forma que cada una contenga 3, 5 o 7 elementos y, en el caso del array plano, secciones de 3x3 elementos. Estas divisiones de la antena se ven motivadas por la necesidad de analizar en cada sección el elemento central para apreciar el efecto de los elementos adyacentes sobre éste.

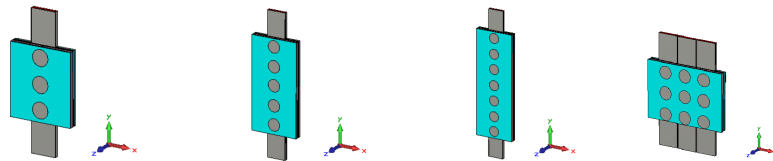


Figura 5.1: Tipo de secciones 1D y 2D.

Esto dará lugar a dos excepciones donde no se podrá realizar el estudio de un elemento central por sección, ya que el elemento no tiene adyacentes a ambos lados. Estos dos casos son los elementos situados al principio y al final de la antena. Por ejemplo, en el caso de las secciones de 3 elementos el primer y último parche no podrían ser analizados.

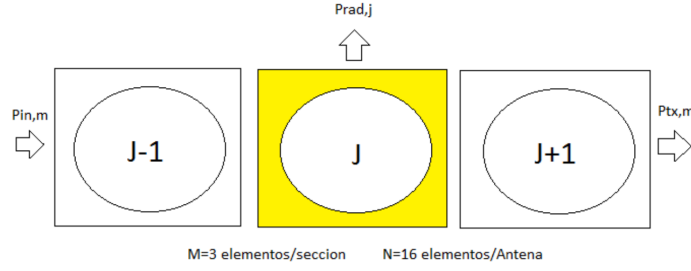


Figura 5.2: Modelo de sección.

Para solventar este tipo de excepciones se incluirán los elementos conflictivos como centrales en la primera o última sección posible, por ejemplo el elemento  $j=1$  en una sección de 3 elementos se estudiará como central a la vez que el elemento  $j=2$ .

El objetivo de este método de análisis por secciones de la antena es conseguir el punto óptimo del compromiso entre coste computacional y precisión de la medida.

A continuación se explican los resultados obtenidos de la aplicación del diseño por secciones para ajustar elemento a elemento para ambas antenas. Para cada sección generada se han utilizado 2 de los 4 métodos desarrollados, ya que se descarta el método *MA-VSIW* por las imprecisiones que se observaron en el capítulo 4 y el *MA-FPCC* debido a la necesidad de precisar el área de cálculo de una manera más eficiente para un funcionamiento óptimo.

## 5.2. Secciones diseñadas y analizadas de la antena 1D.

Por cada método aplicado al conjunto de secciones se realiza una comparación con los resultados del mismo método en la antena completa y una comparación con los valores teóricos, de tal manera que se puede apreciar la precisión respecto al método en si, como entre los distintos métodos con los valores teóricos. Como en el capítulo 4, el estudio se basará en 3 puntos fundamentales, siempre que sea posible, estos puntos serán, magnitud, fase y diagrama de radiación.

Para comparar el coste computacional de una manera fiable se busca un entorno en el que realizar el estudio que sea invariable. Por ello se utilizara siempre el mismo equipo, siendo este un equipo con un procesador i5 con 2 núcleos y 4 hilos, 4 Gb de memoria RAM, 500 Gb de memoria base y una tarjeta gráfica Nvidia 840M junto con una tarjeta integrada Intel HD Graphics 4600.

Las simulaciones realizadas para ajuste fino tardan en ser procesadas para 3 elementos una media 22 minutos 4 segundos (1324 segundos), para secciones de 5 elementos una media de 33 minutos 18 segundos (1998 segundos en total) y para

terminar, en una sección de 7 elementos se obtiene un tiempo de procesado de 60 minutos con 7 segundos, (3607 segundos). Si se compara con el tiempo de procesado de la antena completa, el cual es de 292 minutos y 8 segundos (17528 segundos) se obtiene un 92,4464 % de mejora en el coste computacional, 88,6011 % de mejora y 79,42 % respecto al tiempo de procesado de la antena completa respectivamente.

### 5.2.1. Magnitud.

Para observar la precisión que se puede obtener con este método por secciones en cuanto a la magnitud del acoplo por elemento se ha decidido abarcar el estudio desde tres puntos distintos. El primer punto que se ha querido observar es la precisión que tiene cada método de aproximación en el diseño por secciones frente al mismo método implementado en la antena completa.

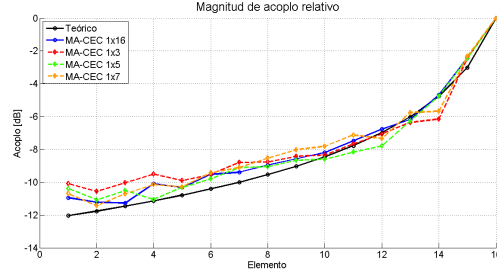
Como segundo punto se realiza la comparación de estos mismos métodos de aproximación en las secciones frente a los valores teóricos ideales.

Por último, el tercer punto será una comparativa visual de los errores cometidos por elemento observados en el segundo punto para una mejor apreciación de la relevancia de las imprecisiones cometidas.

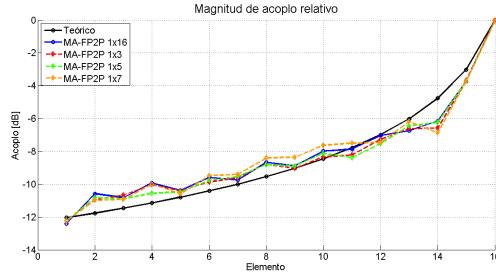
Se muestra para ello dos gráficas en la figura 5.3, como ejemplo del procedimiento seguido. Ambas gráficas comparan los métodos *MA-CEC* y *MA-FP2P* aplicados a los distintos tipos de diseños por secciones frente a los valores obtenidos en la antena completa y los valores teóricos. El resto de gráficas que apoyan este estudio, como por ejemplo, el cálculo de errores por elemento o las tablas que lo acompañan se pueden observar en los anexos B.1.

De estas gráficas, tanto las mostradas como las anexadas, se puede concluir que para el método *MA-CEC*, el análisis de la sección de 5 elementos en su mayoría tiene más proximidad a los valores de la antena completa. En cambio, comparando con los valores teóricos no existe tanta diferencia entre las secciones de 3 y 5 elementos, siendo los elementos 10, 11 y 12 los más estables.

Como se observó en el estudio de los métodos en la antena completa, éstos pecan de obtener un acoplo ligeramente mayor al deseado respecto al teórico en los primeros elementos, de lo cual puede derivar que los resultados de los últimos acoplos sean inferiores a lo esperado, ya que la potencia que llegará a estos será menor de la esperada. Evaluando los valores obtenidos mediante el diseño en secciones de 7 elementos se percibe que para la carga computacional obtenida, no se obtiene una mejora ostensible en la precisión respecto a los otros diseños por secciones como para ser de nuestro interés en cuanto a magnitud se refiere.



(a) Método MA-CEC.



(b) Método MA-FP2P.

Figura 5.3: Magnitudes por diseño de secciones frente a la Antena Completa y valores teóricos.

El segundo método mostrado, *MA-FP2P*, se observa que es menos sensible a cambios en las dimensiones de las secciones que el método *MA-CEC*, apreciando que en magnitud en la mayoría de los casos el método más aproximado sería el de 3 elementos, no distanciándose en demasía respecto al de 5 y siendo otra vez el método de diseño mediante 7 elementos menos preciso para la mayoría de los elementos (salvo en el caso de los primeros). Continuando con la comparación entre los distintos métodos de cálculo en las secciones, se observa que hasta el elemento 10 el método *MA-FP2P* se aproxima más a los valores teóricos, pese a que ambos métodos, como ya se ha comentado, son superiores a lo deseado, siendo el elemento 10 el punto de inflexión donde se observa las consecuencias de este acoplo en exceso de potencia en los primeros elementos. Esto es un síntoma de que el diseño se ha realizado esperando que a esta altura el nivel de potencia fuera mayor al que realmente se obtiene. A partir del elemento 10, el método *MA-CEC* es el que más se aproxima a los valores teóricos. Se puede concluir que para el estudio por secciones en los primeros elementos, los cuales contienen más potencia en el interior de la SIW, funciona mejor el control del flujo de esta potencia, y para los últimos elementos o elementos con baja potencia se obtiene más precisión a la hora de diseñar mediante el control del campo eléctrico cercano.

Se vuelve a manifestar el efecto del elemento 14 que se comentó en el estudio de los métodos en la antena completa 4.1. Llamen la atención detalles como el hecho de que en algún elemento puntual se observa un ligero empeoramiento de la precisión al aumentar la cantidad de elementos a estudiar en cada sección, lo cual intuitivamente es contradictorio ya que se podría pensar que "a más elementos más precisión" debido a que la situación se asemeja más al caso real, como puede apreciarse en el elemento 4 para ambos métodos. Esto puede deberse a que ambos dependen de los parámetros  $S_{11,m}$  y  $S_{21,m}$  obtenido en cada simulación de cada plantilla.

### 5.2.2. Fase.

Para observar el comportamiento de la fase calculada con el método *MA-CEC* se realiza una comprobación de los valores de los desfases obtenidos entre pares de elementos adyacentes como se hacia en la antena completa, solo que los elementos han de ser de una misma sección, ya que la fase del elemento central, para cada sección, no aporta apenas información ya que cada una de ellas mantienen unas dimensiones físicas muy similares entre si en aquellas con la misma cantidad de elementos.

Para un estudio completo, como se realizó con la magnitud, se compararán con los valores teóricos y los obtenidos en la antena completa tanto a la altura prefijada en un principio como en la desplazada a una mayor distancia en dirección z, segun las coordenadas de la figura 3.1, de forma análoga a cómo se realiza en la antena completa.

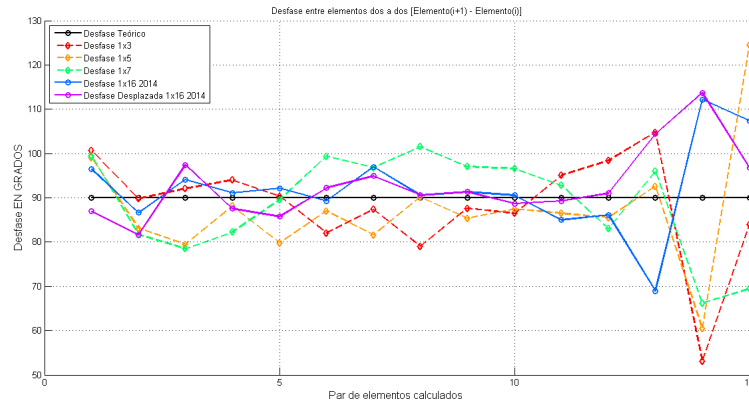


Figura 5.4: Desfase entre elementos en secciones.

Como se puede observar en la gráfica, en la mayoría de elementos se obtiene un rango de error entorno a  $\pm 10^0$  respecto a la teórica, entre los que oscila hasta los elementos 13-14, mientras la completa y la desplazada en altura, eje z, tienen un rango

algo menor de error fluctuando entre  $\pm 5^\circ$  aproximadamente, siendo los rangos de un 11,1 % y 5,55 % de error máximo respecto al teórico en estos elementos. A partir del elemento 14 inclusive, la diferencia de fase entre los elementos (14-15 y 15-16) conlleva un error flagrante, llegando a máximos de  $53^\circ$  respecto a la teórica en la sección de 3 elementos frente al mejor caso con un error de  $23^\circ$  obtenido con 5 elementos. Por otro lado, comparando el diseño en secciones y la antena completa se obtiene un error de  $40^\circ$  con un sentido opuesto a los errores producidos en los diseños por secciones. Esto se puede deber a 2 puntos importantes que se han ido documentando a lo largo de esta memoria: la terminación en corto de la guía y que el último elemento obtiene más potencia de la deseada por el diseño, siendo ésta un 6,25 % de la potencia entrante, y obteniendo en realidad más de un 7 % de dicha potencia, lo que puede provocar que los acoplos mutuos tengan más efecto en esta zona más sensible a perturbaciones.

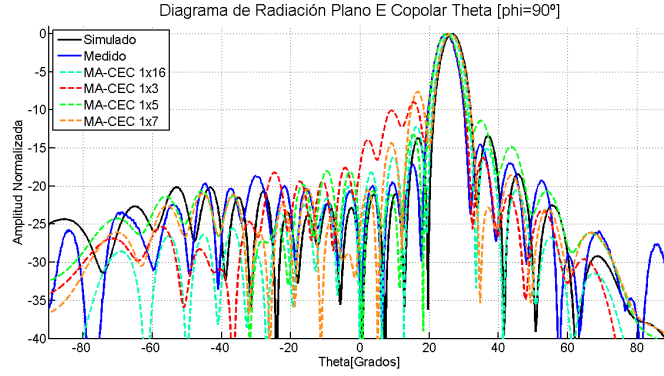
Profundizando en el análisis se puede considerar que en los 5 primeros pares de elementos se puede obtener mayor precisión con el método de secciones de 3 elementos tanto para el valor teórico como en el array completo. A partir de este par de elementos predomina el diseño mediante 5 elementos hasta los últimos elementos comentados en el párrafo anterior en cuanto a desfase se refiere.

### 5.2.3. Diagrama de radiación.

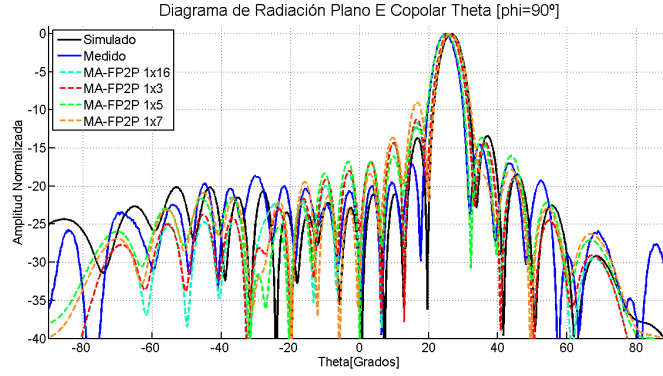
Como último paso en este análisis, se debe contemplar el efecto que pueden tener estos diversos errores en magnitud y fase en la forma de radiar de la antena como se ha ido realizando a lo largo de la memoria.

Estas comparaciones se deberán realizar a 4 niveles si se quiere apreciar con claridad hasta que punto los métodos desarrollados son más o menos precisos y fiables. Estos 4 niveles son: comparación con el diagrama de radiación obtenido frente al teórico (tanto amplitud como fase), comparación con el diagrama obtenido por los métodos en el array completo, comparación con array simulado en el software y por último comparación con el diagrama de radiación medido en la cámara anecoica tras su construcción. Para no reiterar o repetir información y no dificultar el seguimiento de las conclusiones realizadas al lector se representará una gráfica a continuación en la figura 5.5 aportando en el anexo B.1 las que sean necesarias para su apreciación más completa.

Tras la comparación de las gráficas se puede observar que el comportamiento el método *MA-FP2P* en los distintos métodos se parecen mucho entre sí, mientras que en el modelo *MA-CEC* se aprecia un comportamiento más alejado entre ellos. Como clara muestra de esto son los comportamientos de las secciones 1x3 y 1x5 para



(a) MA-CEC frente a los diagramas simulado y medido.



(b) MA-FP2P frente a los diagramas simulados y medidos.

Figura 5.5: Diagrama de radiación de los diseños por secciones.

los distintos métodos; *MA-FP2P* con 3 elementos da una precisión que *MA-CEC* no puede alcanzar, pero en las secciones con 5 elementos se aprecia que el modelo más próximo a la medida sería el método *MA-CEC*. Como rasgos de los métodos *MA-CEC* se aprecia que el método 1x3 como se comentó con anterioridad no tiene la precisión adecuada para ser utilizado. Se observan lóbulos secundarios en un comienzo más elevados y pierden el nivel de manera progresiva siendo menores que los medidos, estos efectos deberían ser compensables controlando el acoplo mediante la magnitud de los elementos. Se observa que para ambos métodos las secciones más precisas son las de 5 elementos, aunque sufren de un error importante: uno de los primeros nulos del diagrama tiene niveles muy altos casi desapareciendo, ocurriendo a  $\theta = -20^\circ$  y en *MA-CEC* aproximadamente a  $\theta = -30^\circ$  producidos en su mayoría por los errores cometidos en la magnitud. Como último efecto a tener en cuenta, en ambos casos uno de los últimos lóbulos secundarios, en dirección  $\theta = -90^\circ$  prácticamente desaparece. En *MA-FP2P* se da este fenómeno en  $\theta = -30^\circ$  mientras que en el método *MA-CEC*

dependerá de la sección.

### 5.3. Secciones diseñadas y analizadas de la antena 2D.

Para el array plano sólo se realizó un tipo de sección formado por un anillo de 3x3 debido a que en la antena lineal en la que se realizó el estudio previo ya ofrecía buenos resultados. En caso de desear más precisión en los datos, como en la antena lineal, se debería comprobar el anillo de 5x5 elementos, 7x7 y así sucesivamente. En este caso, se debe tener en cuenta que el coste computacional aumentará considerablemente por cada anillo que se añada a la sección a estudio.

Para este análisis no se puede constatar el coste computacional de forma matemática como en las antenas lineales debido a que la antena completa requiere tal rendimiento que el equipo descrito utilizado no ha podido realizar la simulación debido a los motivos comentados al inicio del capítulo, pero el hecho de que las secciones sí sean posibles simularlas en él ya da indicios de que la mejora en el coste es relevante.

#### 5.3.1. Magnitud.

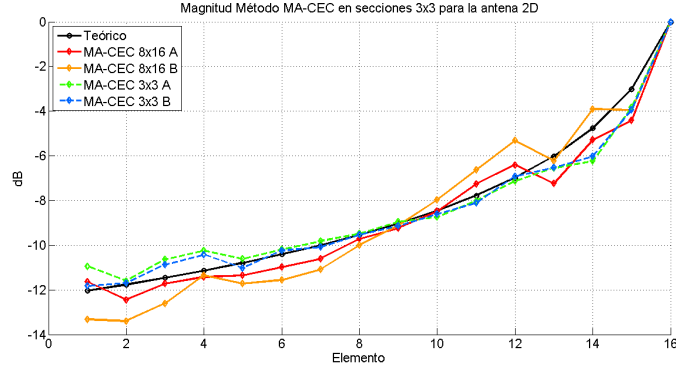
Para el diseño por secciones para ambos métodos de cálculo, *MA-CEC* y *MA-FP2P*, se alimenta cada array lineal de manera individual con sus respectivos puertos en las guías de onda que realizan la alimentación. Esto implica que para obtener los valores que incluyan el efecto de acoplo mutuo entre elementos se debe realizar una superposición de los resultados obtenidos por los monitores en las coordenadas de interés, ya que los campos y potencias que extraen los distintos monitores son los obtenidos al alimentar cada puerto de manera individual, por lo que si se quiere apreciar el campo o potencia que afecta desde un parche X a un parche Y situado en el array lineal adyacente, se debe calcular su campo y su potencia en las coordenadas del parche Y cuando se estimula el puerto del array al que pertenece X.

En cuanto a magnitud se refiere, se puede apreciar en el método *MA-CEC* que el estudio de dos arrays lineales por secciones se comporta de una forma muy similar tanto entre ellos como con la teórica, sin importar si se encuentran en los extremos o en el centro de la estructura, asemejándose a los valores teóricos aún más que si se aproximara por "columnas". La gran distinción del diseño por secciones y la antena completa reside en los primeros elementos, donde la magnitud que se obtiene en las secciones es un mayor valor de acoplo que el array plano completo, y menor cantidad de potencia acoplada en los últimos elementos.

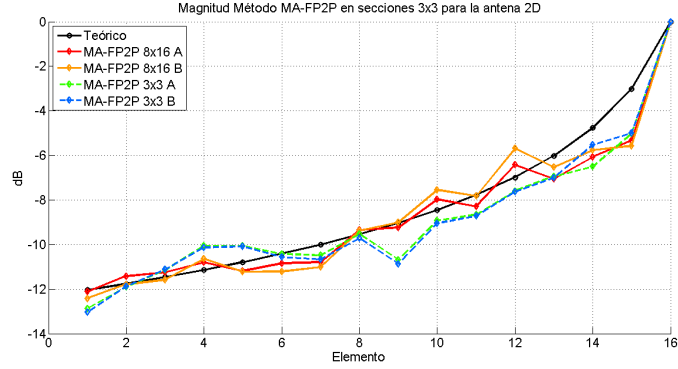
Respecto al método *MA-FP2P* se observa una mayor fluctuación de valores en las simulaciones por secciones, siendo los valores obtenidos en la antena completa más



cercanos a los valores teóricos de diseño. Como se ha realizado en el resto de puntos a lo largo de este documento, se adjuntan distintas pruebas de errores cometidos y tablas de apoyo para la apreciación de estos efectos.



(a) Método MA-CEC.



(b) Método MA-FP2P.

Figura 5.6: Magnitud de acoplo por secciones en la antena 2D.

### 5.3.2. Fase.

Como se hizo en el apartado anterior con la magnitud, se comparan los desfases en Y de las secciones con las obtenidas en la antena plana. Se selecciona dos arrays lineales que se encuentran en condiciones distintas. A por ser extremo y B por ser un array en el que se puede apreciar el efecto de sufrir acoplos por ambos lados. Se aprecia que las variaciones de desfase que se van teniendo entre elementos en los arrays por secciones es bastante similar entre si, teniendo un desfase entre los dos arrays de aproximadamente  $10^0$  debido precisamente a la diferencia de sufrir el acoplo

por ambos lados o no. En los elemento 13-14 se obtiene esta vez un error de  $55^\circ$  entre los arrays por secciones, siendo el comportamiento del array A realmente similar al obtenido en ambos arrays en la antena completa en estos elementos. En cuanto a su similitud con los desfases de la antena completa observamos que el comportamiento es similar distando entre ellas en unos  $10^\circ$  con el array A en 3 elementos y unos  $20^\circ$  con el array B en 3 elementos. La última observación que se debe realizar en cuanto a los desfases cometidos en Y es frente al teórico, observando que los valores obtenidos son siempre mayores que los teóricos, es decir, en la mayoría de ellos se obtiene un desfase de rango  $10^\circ$ - $20^\circ$  más entre elementos respecto a la teórica menos en los últimos elementos que se obtiene donde el desfase es menor.

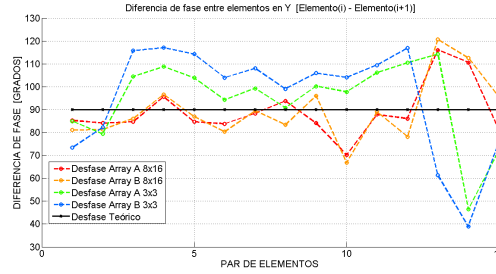


Figura 5.7: Desfases en dirección Y en el diseño 3x3.

En cuanto a los desfases obtenidos por secciones, en comparación con aquellos mostrados en la figura 4.9, se puede apreciar aumentada progresivamente en los elementos de los extremos según se avanza en el array lineal, siendo en este caso en el primer y el último elementos ínfimos, llegando como máximo a  $19^\circ$  en la fila 14. Estos errores se ven reducidos en torno a  $5^\circ$  y  $10^\circ$  en comparación con los desfases obtenidos en la antena 2D completa respecto a la teórica, visibles en la figura 5.8 .

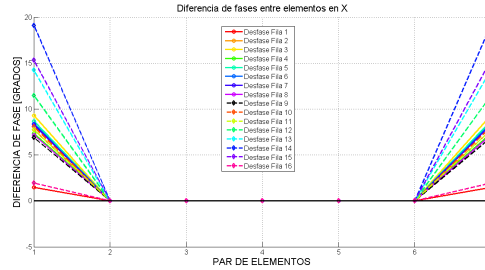
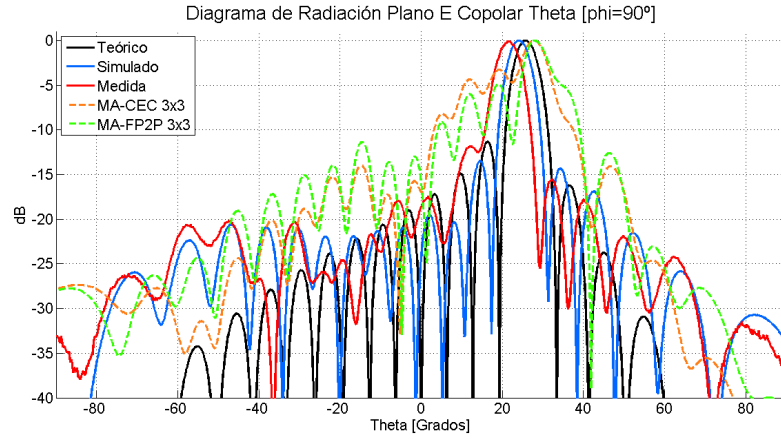


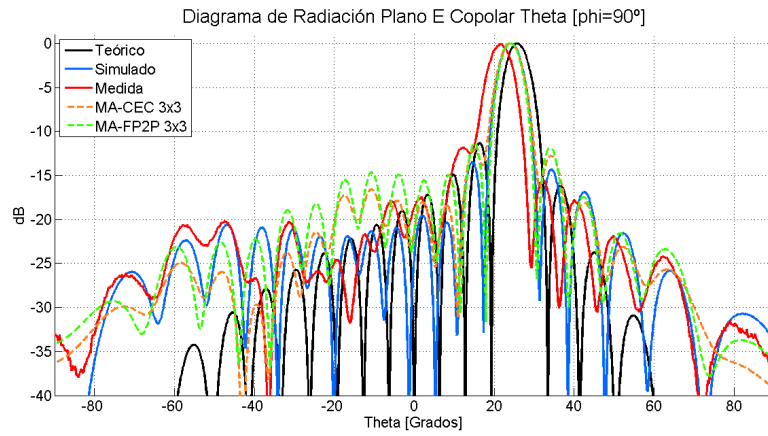
Figura 5.8: Desfases en dirección X en el diseño 3x3.

### 5.3.3. Diagrama de radiación.

Visto los efectos en la antenna lineal de las fases en el diagrama en este punto solo se realiza el estudio de los efectos de los errores cometidos en el cálculo de la magnitud de los distintos métodos por secciones.



(a) Ambos métodos con fases por secciones.



(b) Ambos métodos con fases de la antenna completa.

Figura 5.9: Diagrama de radiación de los diseños 3x3.

Observando las gráficas detenidamente, se aprecia en la figura 5.9 como el diagrama se ha visto totalmente deformado por la acumulación de errores, siendo este diagrama desplazado en la dirección de máximo apuntamiento a  $30^\circ$ . A su vez, se puede observar la desaparición casi total de los primeros lóbulos secundarios y la subida de los niveles de amplitud de los nulos. Entre los métodos se ve menos afectado

el *MA-FP2P*, aunque no es una estimación adecuada de la situación real del diagrama. Se estudia por lo tanto los motivos y errores que puedan ser más agresivos frente al diagrama. Tras una serie de estudios realizados para obtener cuál es el error que más perjudica al diagrama se obtiene que el error en la fase en Y es quien produce la mayoría de la degradación de éste. Se aprecia en la figura 5.9 como al implementar en las secciones 3x3 la fase en Y obtenida en la antena completa el diagrama se asemeja relativamente al simulado y al teórico con la diferencia de que algunos de sus lóbulos secundarios tienen mayor nivel del que deberían. Este efecto ya se apreció en la antena completa por lo cual es un error introducido por el método y no por las secciones, que podrán afectar también a este efecto al igual que con los nulos, llegando estos a una diferencia con los máximos de los lóbulos secundarios de tan solo 5 dB. Se debería analizar con anillos de más elementos para intentar evitar ese error tan elevado en la fase y a su vez reducir los errores cometidos en amplitud intentando mejorar la situación en cuanto a nulos y máximos relativos se refiere.

## Capítulo 6

### Conclusiones y trabajo futuro.

#### 6.1. Conclusiones.

En este trabajo de fin de grado se han diseñado e implementado distintas metodologías para el cálculo de los acoplos mutuos para su optimización. A su vez, se ha desarrollado e implementado una metodología de diseño por secciones de una antena.

Se han estudiado los resultados de los distintos métodos de compensación de acoplo en tres vertientes: magnitud, fase y diagrama de radiación, pudiendo así ser capaces de estudiar los problemas de antenas arrays desde varios puntos de vista y obteniendo por lo cual una percepción más completa de los problemas de acoplos mutuos. Al no ser métodos excluyentes se puede estudiar simultáneamente los problemas en el interior de medio cerrado (con métodos como *MA-FP2P* o *MA-VSIW*) a caracterización del problema por la radiación en un medio libre (*MA-CEC* y *MA-FPCC*) al ser todos aplicables en una misma simulación.

Los resultados obtenidos respecto a la precisión de los métodos han sido bastante precisos en los métodos más desarrollados, dejando como trabajo futuro dar mayor precisión a los otros dos métodos del trabajo.

Respecto a los diseños por secciones se ha observado el gran ahorro computacional que se obtiene, manteniendo una precisión bastante cercana al caso real de la simulación completa, cumpliendo así los objetivos marcados para este trabajo.

A continuación se adjunta una tabla de la percepción personal del funcionamiento de los métodos tanto en las antenas completas como en secciones.

ANTENA 1D	Secciones 3 elementos		Secciones 5 elementos		Secciones 7 elementos		Antena Completa			
	MA-CEC	MA-FP2P	MA-CEC	MA-FP2P	MA-CEC	MA-FP2P	MA-CEC	MAFP2P	MA-VSIW	MA-FPCC
MAGNITUD										
FASE										
DIAGRAMA DE RADIACIÓN										
COSTE COMPUTACIONAL	1324 segundos		1998 segundos		3607 segundos		17528 segundos			

ANTENA 2D	Secciones 3x3		Antena Completa	
	MA-CEC	MA-FP2P	MA-CEC	MA-FP2P
MAGNITUD				
FASE				
DIAGRAMA DE RADIACIÓN				
COSTE COMPUTACIONAL	6925 segundos			

Bueno
  Normal
  Malo
  No Procede
  Depende de la combinación de magnitud y fase elegidas para su cálculo

Tabla 6.1: Resultado de los Métodos.

## 6.2. Trabajo futuro.

A lo largo de este trabajo se han ido comentado posibles líneas de interés a desarrollar en un futuro. Uno de los puntos comentados sería el estudio en profundidad sobre el método *MA-FPCC*, viendo la sensibilidad de la superficie de integración y que se puede realizar dicha operación en volúmenes, se plantea realizar este método mediante semiesferas por cada elemento en vez de superficies planas, siendo así capaces de precisar los efectos de los acoplos y el comportamiento de la antena con mucha más precisión al estar más cerca de un caso real.

Otro de las líneas de investigación que se abren a partir de este trabajo es realizar un estudio de los métodos sobre arrays que no sean de onda progresiva para verificar que estos métodos no se ven limitados a este tipo de antenas y aplicarlo también a una de las líneas de investigación del grupo RFCas, que serían antenas con tornillos sintonizantes pudiendo solucionar así los acoplos obtenidos en los métodos sin tener que rediseñar elementos y eliminar así la reiteración del diseño.

En lo relacionado a la antena 2D, visto en el método por secciones de 3 elementos el efecto de las imprecisiones en fase sobre todo, se debería aumentar el número de elementos por sección para así hallar un punto óptimo de precisión en relación al coste computacional. Una vez aplicado el método por secciones con elementos que den resultados más precisos, se podría realizar la optimización y compensar los acoplos mutuos en la antena plana, mejorando así sus características y tras dicha optimización, construir la antena y medirla para la comprobación de los resultados.

Por último, se ha podido apreciar a lo largo del documento que los últimos elementos han tenido imprecisiones más remarcadas. uno de los motivos era la propia terminación en corto de la antena. Estudiar el efecto de este tipo de terminaciones sería otra de las líneas de interés.







# Bibliografía

- [1] G. Gálvez Millán and J. L. Masa Campos, *Proyecto Fin de Carrera: Diseño de un array de parches de alta ganancia sobre SIW para banda Ku*. 2014.
- [2] J. Masa Campos and M. Sierra Pérez, *Linear Polarized Radial Line Patch Antenna With Internal Rectangular Coupling Patches*, vol. 59 of 3049 - 3052. august 2011.
- [3] D. Barrios Tejedor and J. L. Masa Campos, *Trabajo Fin de Grado: Diseño de un array lineal de ranuras con polarización dual sobre sustrato para banda Ku*. 2014.
- [4] P. Sánchez Olivares and J. L. Masa Campos, *Trabajo Fin de Master: Desarrollo de array planos de alta ganancia sobre tecnología de guía impresa*. 2013.
- [5] J. Masa-Campos, S. Klinger, and M. Sierra-Pérez, "Parallel plate patch antenna with internal rectangular coupling patches and te mode excitation," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, no. 7, pp. 2185–2189, 2009.
- [6] D. Valverde García and J. Corcoles Ortega, *Proyecto Fin de Carrera: Diseño de un array lineal de parches sobre guía de sustrato integrado para banda Ku*. 2012.
- [7] C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Desing*. 3 ed., 2005.
- [8] A. Cardama, *Antenas*. 2002.
- [9] J. L. Masa Campos, *Antenas y Compatibilidad Electromagnética*. 2014. Asignatura de Grado de Ingeniería de Tecnologías y Servicios de Telecomunicación, Escuela Politécnica Superior, Universidad Autónoma de Madrid.
- [10] D. Pozar and D. Schaubert, *Microstrip Antennas*. 1995.
- [11] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. 2005.
- [12] J. A. Ruiz Cruz, *Medios de transmisión*. 2012. Asignatura de Grado de Tecnonologías y Servicios de Telecomunicación, Escuela Politécnica Superior, Universiad Autónoma de Madrid.
- [13] *IEEE Standards Definitios of Terms for Antennas*. IEEE std 145-1983, June 22 1983.



# Apéndice A

## Software.

### CST Microwave Studio.

CST Microwave Studio es un software para el simulado de campos electromagnéticos en circuitería de alta frecuencia.

Dotado de las herramientas suficientes para el análisis de una gran variedad de dispositivos y sistemas, se caracteriza por la gran versatilidad a la hora de diseñar estructuras 3D, como pueden ser desde filtros, antenas y otra serie de elementos propios de la radiofrecuencia y el electromagnetismo. A su vez, es capaz de exportar e importar gran cantidad de tipos de ficheros, desde texto plano *.TXT*, a ficheros *.DXL* utilizados para la realización de planos de construcción.

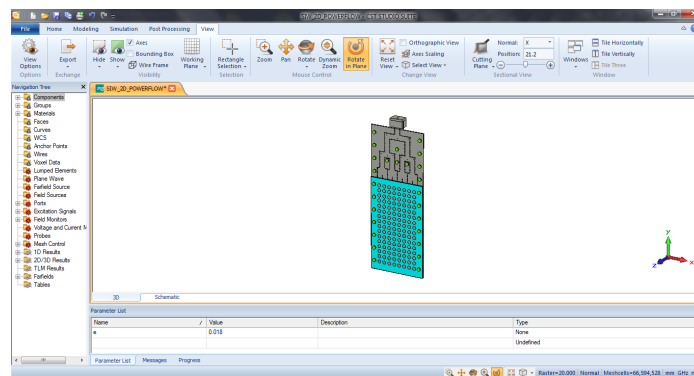


Figura A.1: Interfaz CST 2014.

### Matlab

Software basado en lenguaje de alto nivel, con una gran capacidad para la representación de gráficas y para la realización de cálculos complejos, utilizado e este trabajo para el gran procesado de información obtenida tras la simulación de la antena.. Este software es muy utilizado por ingenieros de todo el mundo para el procesamiento de señales e imagen, comunicaciones, sistemas de control y finanzas computacionales.

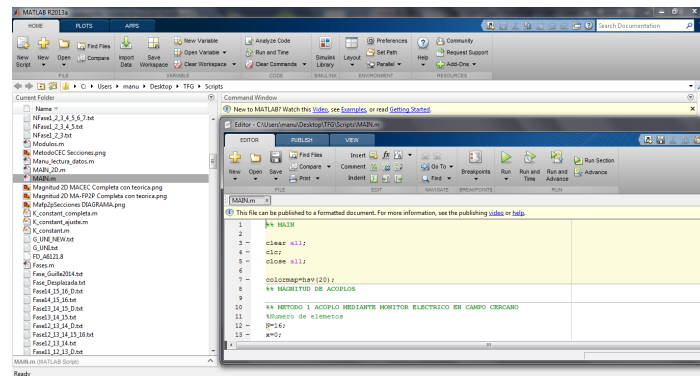


Figura A.2: Interfaz de Matlab.

## Apéndice B

### Gráficas de apoyo.

#### B.1. Antena 1D.

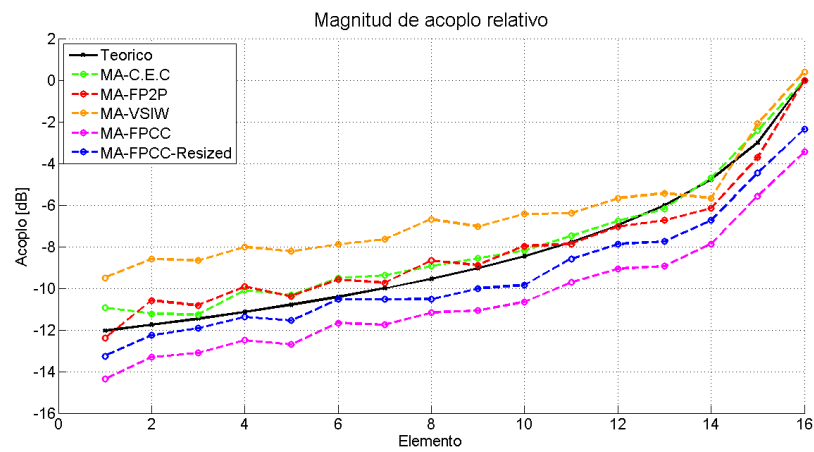
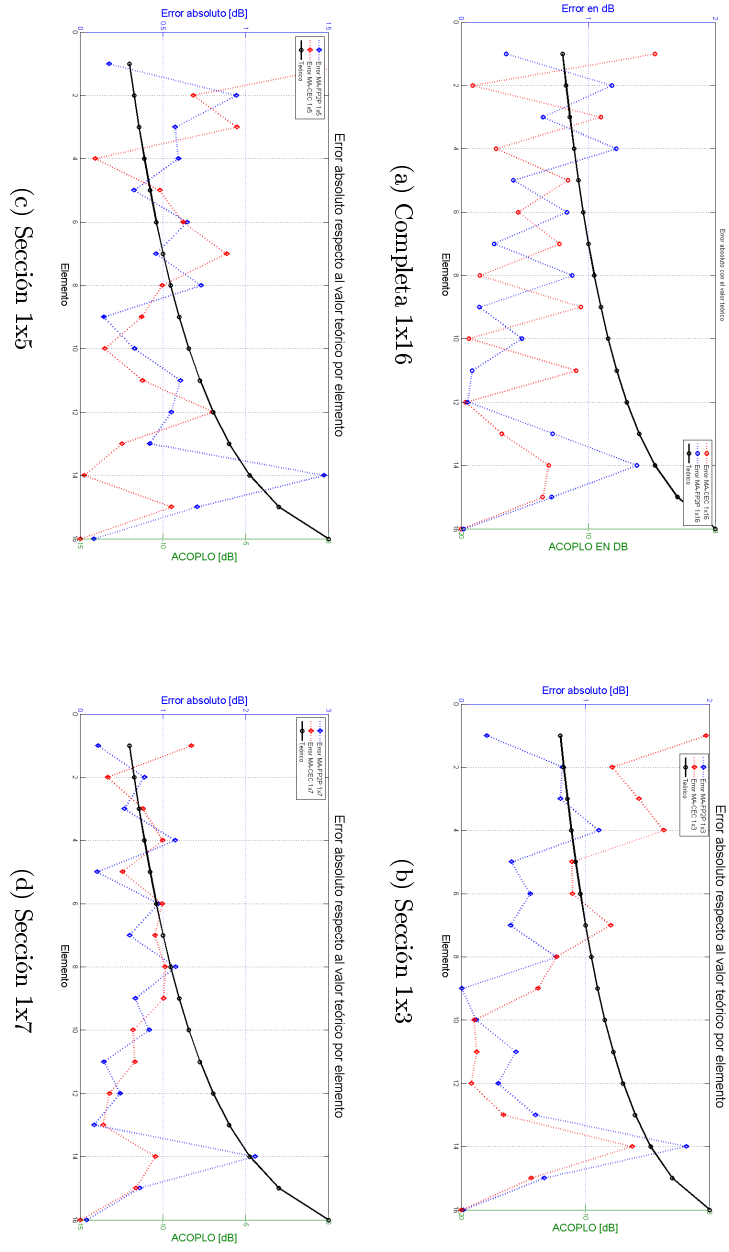


Figura B.1: Magnitud de todos los métodos.



Método MA-CEC por Secciones [dB]				Método MA-FP2P por Secciones [dB]			
Elemento	1x3	1x5	1x7	Elemento	1x3	1x5	1x7
1	-10,0735	-10,3944	-10,7009	1	-12,2442	-12,2128	-12,2545
2	-10,548	-11,0794	-11,4351	2	-10,9516	-10,8187	-10,9913
3	-10,0342	-10,5177	-10,7051	3	-10,6643	-10,8904	-10,9325
4	-9,5118	-11,0505	-10,1466	4	-10,0367	-10,549	-10,0007
5	-9,9026	-10,3141	-10,2887	5	-10,3899	-10,4696	-10,5946
6	-9,5208	-9,7952	-9,4301	6	-9,8617	-9,7722	-9,4735
7	-8,7998	-9,1181	-9,0989	7	-9,6054	-9,5438	-9,4101
8	-8,7785	-9,0493	-8,5218	8	-8,7812	-8,8153	-8,3946
9	-8,4171	-8,6616	-8,0264	9	-9,0326	-8,8919	-8,3709
10	-8,3492	-8,5968	-7,8156	10	-8,3325	-8,1263	-7,6242
11	-7,6605	-8,1569	-7,1268	11	-8,2194	-8,3843	-7,4983
12	-7,0682	-7,7869	-7,3387	12	-7,284	-7,5363	-7,4658
13	-6,3582	-6,2713	-5,7482	13	-6,6151	-6,4374	-6,1868
14	-6,1443	-4,7483	-5,6733	14	-6,5793	-6,2417	-6,8778
15	-2,4481	-2,4615	-2,341	15	-3,6732	-3,7138	-3,7223
16	0	0	0	16	-0,013	-0,0788	-0,0739

Tabla B.1: Magnitudes de las secciones realizadas.

Error absoluto frente a valor teórico [dB]												
Método MA-CEC por Secciones							Método MA-FP2P por Secciones					
Elemento-	1x3	1x5	1x7					Elemento-	1x3	1x5	1x7	
1	1,9677	1,6468	1,3403					1	0,203	0,1716	0,2133	
2	1,2129	0,6815	0,3258					2	0,8093	0,9422	0,7696	
3	1,4271	0,9436	0,7562					3	0,797	0,5709	0,5288	
4	1,6276	0,0889	0,9928					4	1,1027	0,5904	1,1387	
5	0,8892	0,4777	0,5031					5	0,4019	0,3222	0,1972	
6	0,8931	0,6187	0,9838					6	0,5522	0,6417	0,9404	
7	1,2002	0,8819	0,9011					7	0,3946	0,4562	0,5899	
8	0,7639	0,4931	1,0206					8	0,7612	0,7271	1,1478	
9	0,6138	0,3693	1,0045					9	0,0017	0,139	0,66	
10	0,1018	0,1458	0,6354					10	0,1185	0,3247	0,8268	
11	0,121	0,3754	0,6547					11	0,4379	0,6028	0,2832	
12	0,0785	0,7972	0,349					12	0,2943	0,5466	0,4761	
13	0,3376	0,2507	0,2724					13	0,5945	0,4168	0,1662	
14	1,3731	0,0229	0,9021					14	1,8081	1,4705	2,1066	
15	0,5622	0,5488	0,6693					15	0,6629	0,7035	0,712	
16	0	0	0					16	0,013	0,0788	0,0739	
TOTAL	13,1697	8,3423	11,3111					TOTAL	8,9528	8,705	10,8305	
MEDIA	0,82311	0,52139	0,70694					MEDIA	0,55955	0,54406	0,67691	

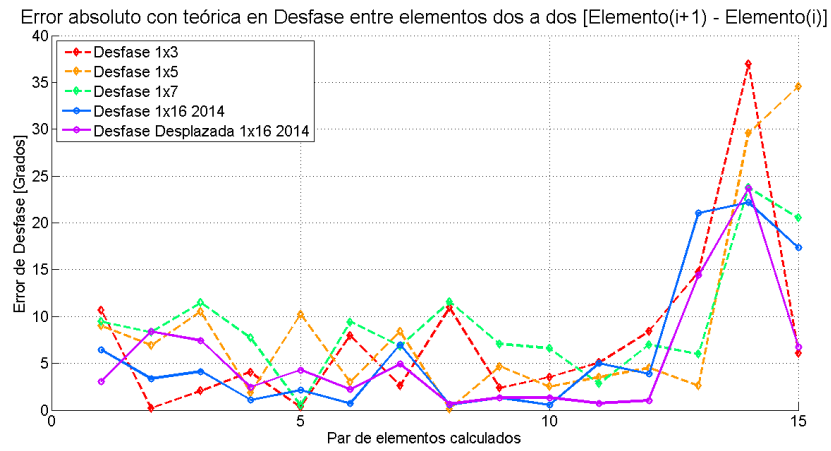
(a) Errores frente al valor teórico.

Errores absolutos de las Secciones frente a la Antena completa [dB]												
Método MA-CEC por Secciones							Método MA-FP2P por Secciones					
Elemento	1x3	1x5	1x7					Elemento	1x3	1x5	1x7	
1	0,4444	0,1235	0,183					1	0,1481	0,1795	0,1378	
2	1,3006	0,7692	0,4135					2	0,3749	0,242	0,4146	
3	0,3296	0,1539	0,3413					3	0,1557	0,0704	0,1125	
4	1,3539	0,1848	0,7191					4	0,1165	0,6288	0,0805	
5	0,053	0,3585	0,3331					5	0,0061	0,0858	0,2108	
6	0,1392	0,1352	0,2299					6	0,2767	0,1872	0,1115	
7	0,4293	0,111	0,1302					7	0,1383	0,1999	0,3336	
8	0,6188	0,348	0,8755					8	0,1114	0,1455	0,2752	
9	0,3256	0,5701	0,0651					9	0,1437	0,003	0,518	
10	0,0418	0,2058	0,5754					10	0,3569	0,1507	0,3514	
11	0,7819	1,2783	0,2482					11	0,3547	0,5196	0,3664	
12	0,0469	0,7656	0,3174					12	0,247	0,4993	0,4288	
13	0,6571	0,5702	0,0471					13	0,124	0,3017	0,5523	
14	0,6845	0,7115	0,2135					14	0,429	0,0914	0,7275	
15	0,078	0,0914	0,0291					15	0,0475	0,0069	0,0016	
16	0	0	0					16	0,0056	0,0602	0,0553	
TOTAL	7,2846	6,377	4,7214					TOTAL	3,0361	3,3719	4,6778	
MEDIA	0,45529	0,39856	0,29509					MEDIA	0,18976	0,21074	0,29236	

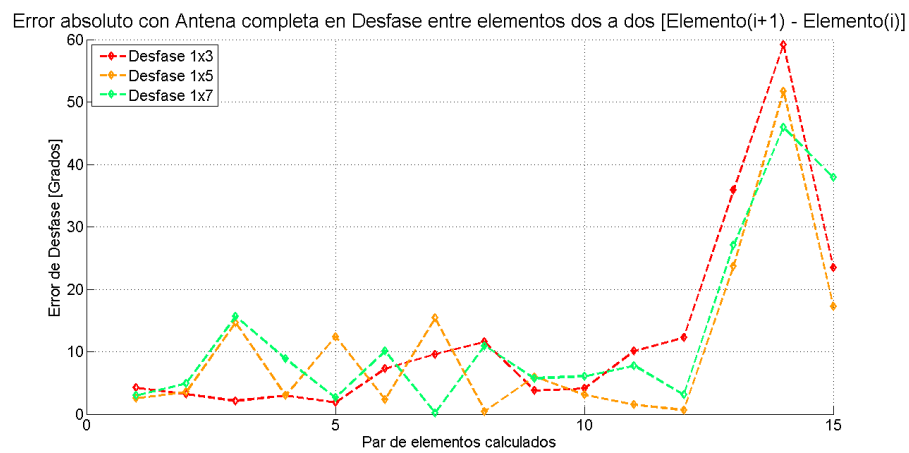
(b) Errores frente a los valores obtenidos en la antena completa.

Tabla B.2: Errores absolutos de las secciones.





(a) Frente a Fase Teórica.



(b) Frente a Fase obtenida de la antena completa.

Figura B.3: Errores en Fase.

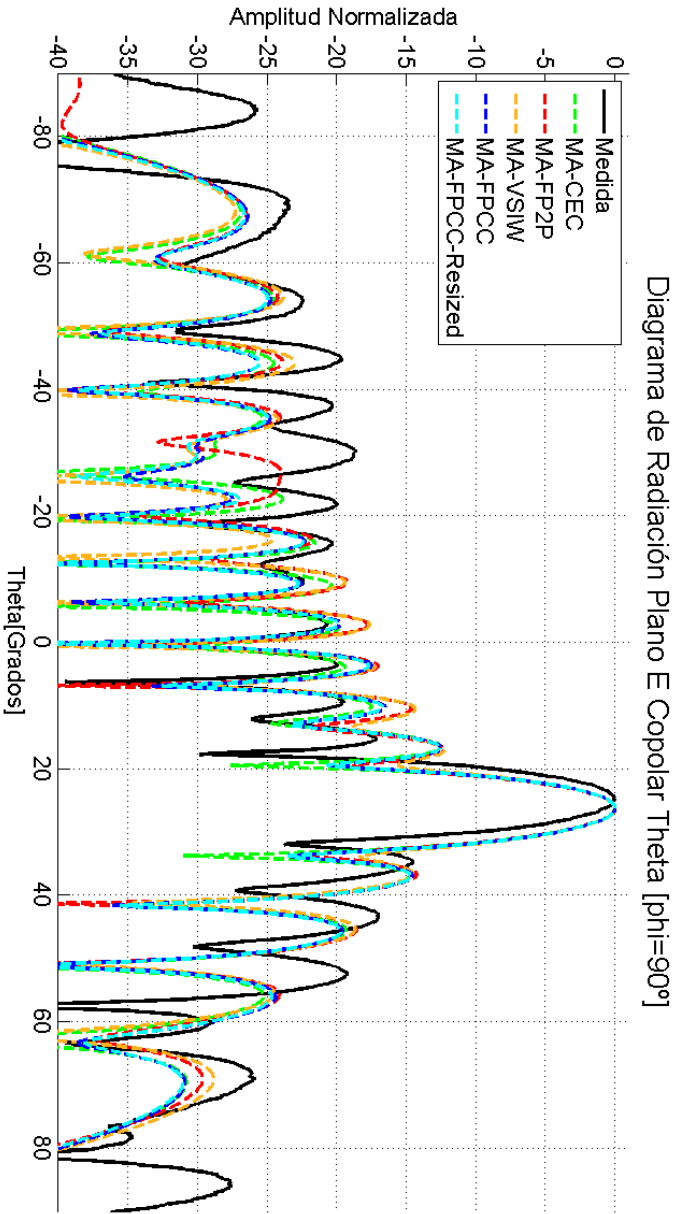
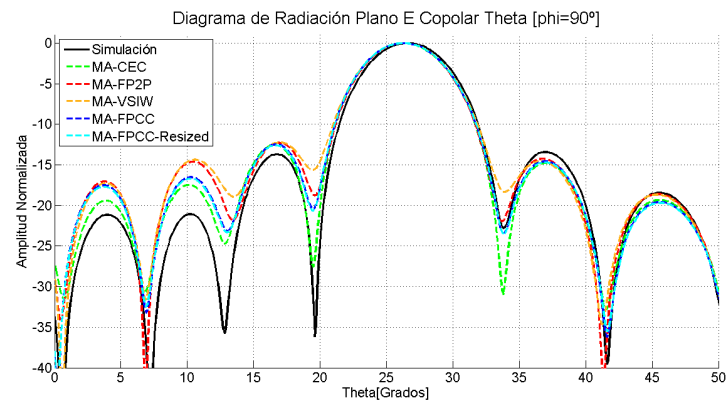
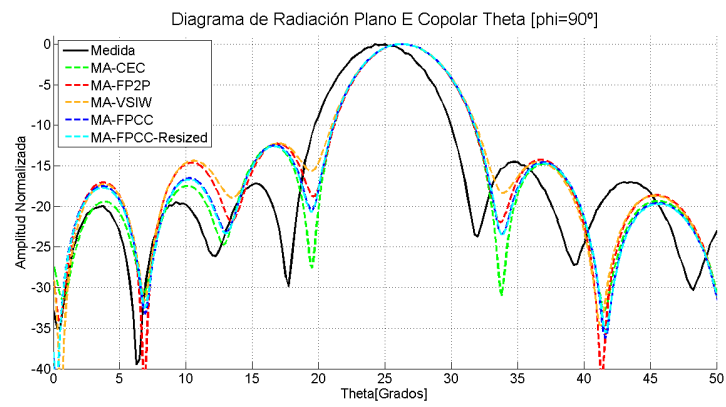


Figura B.4: Diagrama de Radiación obtenida frente a Medida.



(a) Frente a la Simulación.



(b) Frente a la Medida.

Figura B.5: Zoom del diagrama de radiación de los distintos métodos.

## B.2. Antena 2D.

Antena 2D 8x16 MA-CEC [dB]								
Elemento	A	B	C	D	E	F	G	H
1	-11,6371	-13,322	-12,3655	-12,7594	-12,7897	-12,3014	-13,3296	-11,6743
2	-12,4456	-13,3978	-12,884	-13,1368	-12,976	-13,0312	-13,2556	-12,5287
3	-11,7254	-12,6053	-12,1511	-12,2878	-12,1537	-12,2854	-12,5751	-11,8263
4	-11,4191	-11,3405	-11,7182	-11,4913	-11,8539	-11,378	-11,6467	-11,2009
5	-11,3554	-11,7255	-11,7035	-11,4915	-11,7604	-11,4098	-11,9743	-11,1916
6	-10,9932	-11,5498	-11,2661	-11,2082	-11,1797	-11,3472	-11,5145	-11,0316
7	-10,6004	-11,0772	-11,0055	-11,125	-11,0587	-11,0551	-11,0507	-10,6202
8	-9,7225	-9,9941	-9,8396	-9,917	-9,9792	-9,8021	-10,0265	-9,7082
9	-9,2368	-9,1148	-9,1488	-9,1994	-9,1371	-9,1459	-9,0514	-9,2769
10	-8,4859	-7,9661	-8,2854	-8,0795	-8,1201	-8,2808	-7,9931	-8,4991
11	-7,2607	-6,6412	-6,793	-6,7717	-6,6905	-6,7241	-6,5222	-7,2839
12	-6,4117	-5,3146	-5,7087	-5,5101	-5,5363	-5,678	-5,2981	-6,4194
13	-7,247	-6,2302	-6,5119	-6,4435	-6,3418	-6,5282	-6,1276	-7,3053
14	-5,289	-3,9134	-4,8636	-4,4264	-4,5011	-4,9046	-3,9554	-5,2837
15	-4,425	-3,9508	-4,1212	-4,2622	-4,1554	-4,1809	-3,8321	-4,4793
16	0	0	0	0	0	0	0	0

Antena 2D 8x16 MA-FP2P [dB]								
Elemento	A	B	C	D	E	F	G	H
1	-12,1151	-12,4233	-12,5901	-12,4003	-12,4584	-12,4975	-12,4587	-12,1171
2	-11,425	-11,7898	-11,7736	-11,7289	-11,7809	-11,7149	-11,8165	-11,4078
3	-11,2479	-11,5788	-11,4095	-11,4718	-11,3315	-11,5575	-11,4703	-11,3849
4	-10,7949	-10,6483	-10,8389	-10,8276	-10,7902	-10,8661	-10,6246	-10,7853
5	-11,1806	-11,2221	-11,4106	-11,239	-11,4052	-11,2035	-11,3651	-11,0578
6	-10,8478	-11,2115	-11,2115	-10,9115	-11,0337	-11,1284	-11,1136	-10,8172
7	-10,7954	-11,0124	-11,1618	-11,1496	-11,0653	-11,2402	-10,9698	-10,8204
8	-9,3551	-9,3703	-9,5303	-9,5465	-9,5395	-9,3551	-9,3584	-9,3509
9	-9,2349	-9,0167	-9,0618	-9,1157	-9,0806	-9,0325	-8,962	-9,2452
10	-7,9697	-7,5497	-7,7975	-7,6567	-7,6635	-7,7901	-7,5337	-7,9868
11	-8,293	-7,8298	-7,9131	-7,9276	-7,8562	-7,8618	-7,7336	-8,3063
12	-6,4231	-5,6861	-5,9361	-5,8649	-5,8597	-5,9141	-5,6518	-6,424
13	-7,0639	-6,5348	-6,4497	-6,5175	-6,4626	-6,4374	-6,4754	-7,0896
14	-6,0723	-5,7668	-6,0341	-5,8579	-5,9202	-6,0801	-5,8483	-6,056
15	-5,3321	-5,5672	-5,3021	-5,5028	-5,4969	-5,3449	-5,5876	-5,3525
16	-0,0337	-0,0336	-0,0315	-0,0322	-0,0309	-0,0308	-0,0321	-0,0337

Tabla B.3: Magnitudes de la antena completa en 2D.

**Método MA-FP2P en secciones 3x3 [dB]**

Elemento	A	B
1	-10,95	-11,834
2	-11,607	-11,694
3	-10,626	-10,87
4	-10,24	-10,419
5	-10,613	-11,021
6	-10,192	-10,24
7	-9,8108	-10,096
8	-9,4839	-9,5335
9	-8,9535	-9,1281
10	-8,7433	-8,618
11	-8,0221	-8,105
12	-7,1406	-6,9093
13	-6,544	-6,5158
14	-6,2474	-6,0151
15	-3,8344	-3,9447
16	0	0

**Método MA-FP2P en secciones 3x3 [dB]**

Elemento	A	B
1	-12,875	-13,033
2	-11,908	-11,889
3	-11,14	-11,115
4	-10,067	-10,129
5	-10,071	-10,092
6	-10,426	-10,564
7	-10,491	-10,671
8	9,5358	-9,7178
9	-10,682	-10,864
10	-8,9357	-9,0439
11	-8,6531	-8,7228
12	-7,6009	-7,6338
13	-6,9352	-7,0035
14	-6,5112	-5,5269
15	-5,0257	-5
16	-0,0199	-0,0205

Tabla B.4: Magnitudes de las secciones 3x3 en 2D.

Error Absoluto de MA-CEC con Teórico

Elemento	A	B	C	D	E	F	G	H
1	0.4041	1.2808	0.3243	0.7182	0.7485	0.2602	1.2884	0.3669
2	0.6847	1.6369	1.1231	1.3759	1.2151	1.2703	1.4947	0.7678
3	0.2641	1.144	0.6898	0.8265	0.6924	0.8241	1.1138	0.365
4	0.2797	0.2011	0.5788	0.3519	0.7145	0.2386	0.5073	0.0615
5	0.5636	0.9337	0.9117	0.6997	0.9686	0.618	1.1825	0.3998
6	0.5793	1.1359	0.8522	0.7943	0.7658	0.9333	1.1006	0.6177
7	0.6004	1.0772	1.0055	1.125	1.0587	1.0551	1.0507	0.6202
8	0.1801	0.4517	0.2972	0.3746	0.4368	0.2597	0.4841	0.1658
9	0.2059	0.0839	0.1179	0.1685	0.1062	0.115	0.0205	0.246
10	0.0349	0.4849	0.1656	0.3715	0.3309	0.1702	0.4579	0.0481
11	0.5208	1.1403	0.9885	1.0098	1.091	1.0574	1.2593	0.4976
12	0.578	1.6751	1.281	1.4796	1.4534	1.3117	1.6916	0.5703
13	1.2264	0.2096	0.4913	0.4229	0.3212	0.5076	0.107	1.2847
14	0.5178	0.8578	0.0924	0.3448	0.2701	0.1334	0.8158	0.5125
15	1.4147	0.9405	1.1109	1.2519	1.1451	1.1706	0.8218	1.469
16	0	0	0	0	0	0	0	0
TOTAL	8.0545	13.2534	10.0302	11.3151	11.3183	9.9252	13.396	7.9929
Media	10.6607							

Error Absoluto de MA-FP2P con Teórico

Elemento	A	B	C	D	E	F	G	H
1	0.0739	0.3821	0.5489	0.3591	0.4172	0.4563	0.4175	0.0759
2	0.3359	0.0289	0.0127	0.032	0.02	0.046	0.0556	0.3531
3	0.2134	0.1175	0.0518	0.0105	0.1298	0.0962	0.009	0.0764
4	0.3445	0.4911	0.3005	0.3118	0.3492	0.2733	0.5148	0.3541
5	0.3888	0.4303	0.6188	0.4472	0.6134	0.4117	0.5733	0.266
6	0.4339	0.7976	0.7976	0.4976	0.6198	0.7145	0.6997	0.4033
7	0.7954	1.0124	1.1618	1.1496	1.0653	1.2402	0.9698	0.8204
8	0.1873	0.1721	0.0121	0.0041	0.0029	0.1873	0.184	0.1915
9	0.204	0.0142	0.0309	0.0848	0.0497	0.0016	0.0689	0.2143
10	0.4813	0.9013	0.6535	0.7943	0.7875	0.6609	0.9173	0.4642
11	0.5115	0.0483	0.1316	0.1461	0.0747	0.0803	0.0479	0.5248
12	0.5666	1.3036	1.0536	1.1248	1.13	1.0756	1.3379	0.5657
13	1.0433	0.5142	0.4291	0.4969	0.442	0.4168	0.4548	1.069
14	1.3011	0.9956	1.2629	1.0867	1.149	1.3089	1.0771	1.2848
15	2.3218	2.5569	2.2918	2.4925	2.4866	2.3346	2.5773	2.3422
16	0.0337	0.0336	0.0315	0.0322	0.0309	0.0308	0.0321	0.0337
TOTAL	9.2364	9.7997	9.3891	9.0702	9.368	9.335	9.937	9.0394
Media	9.39685							

Tabla B.5: Comparativa de errores absolutos de 8x16 frente a los valores teóricos.

**Error absoluto frente a valor teórico [dB]**

Método MA-CEC en secciones 3x3

Método MA-FP2P en secciones 3x3

Elemento	A	B
1	1,0909	0,2073
2	0,1537	0,0666
3	0,8354	0,5916
4	0,8997	0,7204
5	0,1791	0,2293
6	0,2219	0,1744
7	0,1892	0,096
8	0,0585	0,0089
9	0,0774	0,0972
10	0,2923	0,167
11	0,2406	0,3235
12	0,1509	0,0804
13	0,5234	0,4952
14	1,4762	1,2439
15	0,8241	0,9344
16	0	0

TOTAL	7,2133	5,4361
MEDIA	0,45083	0,33976

Elemento	A	B
1	0,8341	0,9918
2	0,1471	0,1277
3	0,3214	0,3465
4	1,07251	1,0103
5	0,7207	0,7
6	0,0121	0,1498
7	0,4907	0,6711
8	0,0066	0,1754
9	1,6513	1,8328
10	0,4847	0,5929
11	0,8716	0,9413
12	0,6112	0,6441
13	0,9146	0,9829
14	1,74	0,7557
15	2,01536	1,9897
16	0,0199	0,0205

TOTAL	11,9139	11,9325
MEDIA	0,74462	0,74578

(a) Error absoluto de las secciones 3x3 con la magnitud teórica.

**Error absoluto frente a valor en Antena Completa [dB]**

Método MA-CEC en secciones 3x3

Método MA-FP2P en secciones 3x3

Elemento	A	B
1	0,6868	0,1968
2	0,8384	0,7513
3	1,0995	0,8557
4	1,1794	1,0001
5	0,7427	0,3343
6	0,8012	0,7537
7	0,7896	0,5044
8	0,2386	0,189
9	0,2833	0,1087
10	0,2574	0,1321
11	0,7614	0,8443
12	0,7289	0,4976
13	0,703	0,7312
14	0,9584	0,7261
15	0,5906	0,4803
16	0	0

TOTAL	10,6592	8,1056
MEDIA	0,6662	0,5066

Elemento	A	B
1	0,7602	0,9179
2	0,483	0,4636
3	0,108	0,1331
4	0,72801	0,6658
5	1,1095	1,0888
6	0,4218	0,2841
7	0,3047	0,1243
8	0,1807	0,3627
9	1,4473	1,6288
10	0,966	1,0742
11	0,3601	0,4298
12	1,1778	1,2107
13	0,1287	0,0604
14	0,4389	0,5454
15	0,30644	0,3321
16	0,0138	0,0132

TOTAL	8,93495	9,3349
MEDIA	0,558434	0,583431

(b) Errores Absolutos de 3x3 frente a 8x16.

Tabla B.6: Comparativa de errores absolutos en secciones.

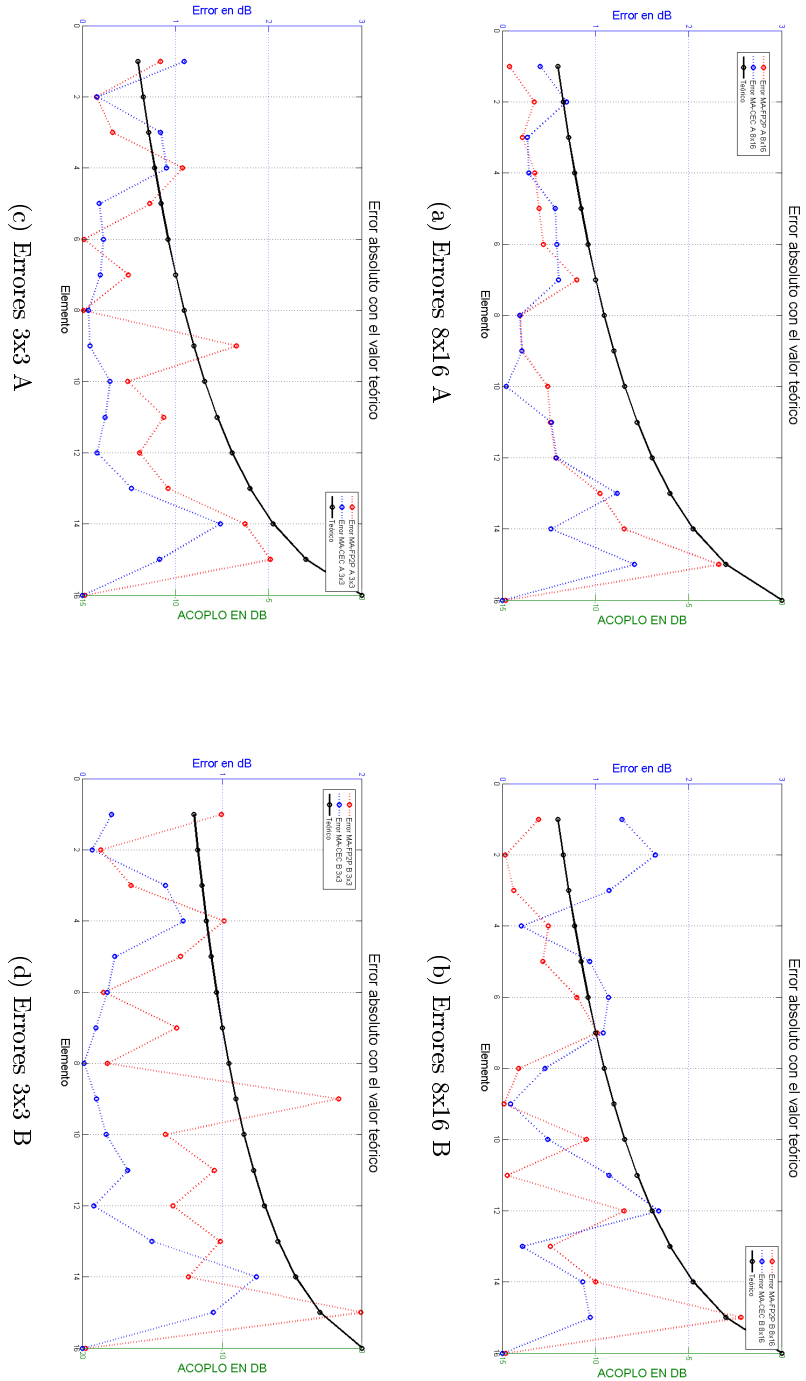


Figura B.6: Errores cometidos por los métodos respecto a los valores teóricos buscados.



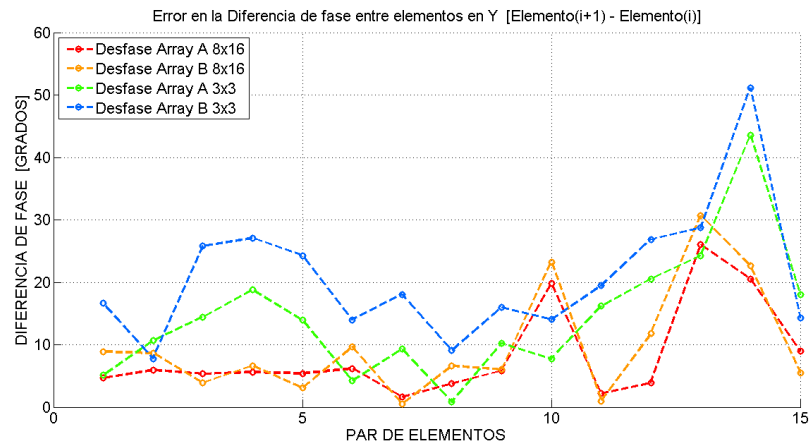


Figura B.7: Errores de los desfases en Y

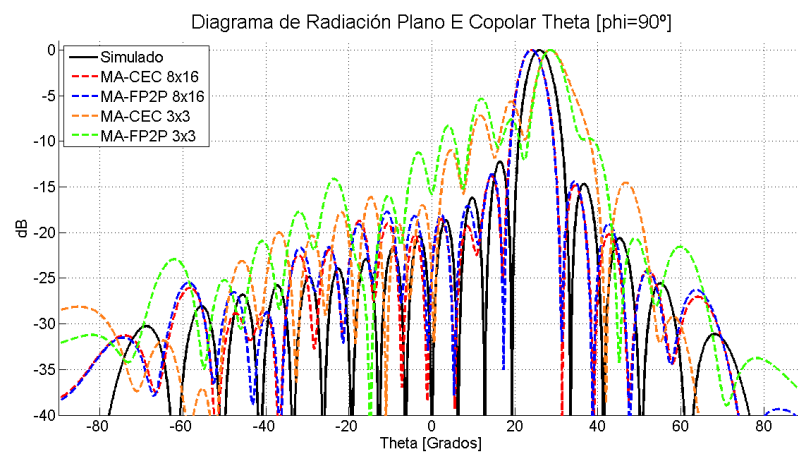


Figura B.8: Diagrama de radiación con las secciones de 3x3. Magnitud 8x16 y fase 3x3.